SABER ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA

MICROPROCESADORES
EL MICROCONTROLADOR 80C51

TV
AMPLIFICADORES DE CROMA RGB

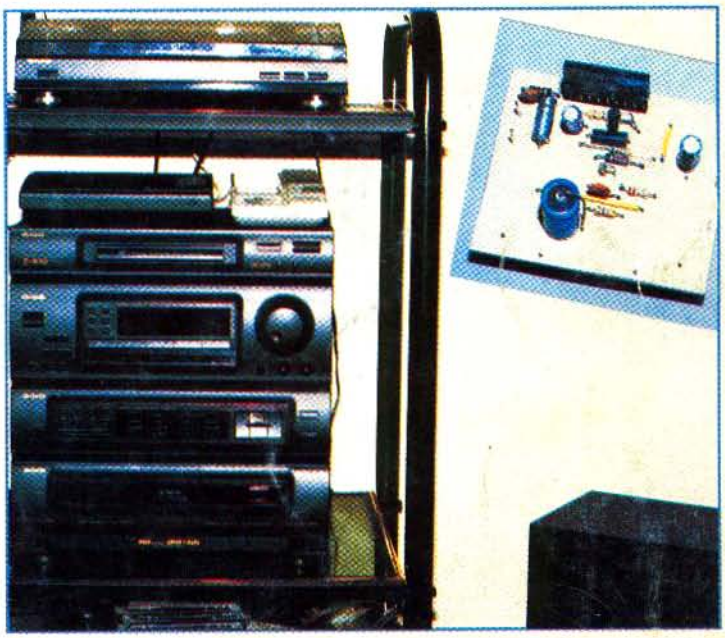
EDITORIAL QUARK

$6.20 / Año 7 / 1994 / Nº 80

# AUDIO DE ALTA POTENCIA

## BASS-BOOSTER PARA TV

## AMPLIFICADOR DE 40W + 40W



Utilizando el integrado TDA1514A

INSTRUMENTACION
## GENERADOR DE RF
Métodos para calibración y ajuste

TECNOLOGIA DE PUNTA
## SAA3010
Transmisor para control remoto infrarrojo

## MONTAJES PARA ARMAR
- MAQUINA TRAGAMONEDAS
- DECODIFICADOR DE TONO
- PROBADOR DE FLY-BACK CON FET
- PROBADOR ELECTRICO DE MOTORES

SABER ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA

EDITORIAL QUARK
Año 7 - Nº 80
FEBRERO 1994

## SECCIONES FIJAS

Fichas 79
Del editor al lector 4
Sección del lector 55

## ARTICULO DE TAPA

Dos proyectos de audio de alta potencia 6

## INSTRUMENTACION

Usos del generador de radiofrecuencia 20

## MONTAJES

Máquina tragamonedas 28
Simulador óptico sin relé 34
Probador de Fly-Back con FET de potencia 36
Decodificador de tono 39
Protección electrónica para motores eléctricos 42

## MICROPROCESADORES

Microcontrolador de 8 bits 80C51 44

## TECNOLOGIA DE PUNTA

Transmisor para control remoto con el SAA3010 48

## AUDIO

La compresión de señales de audio y video 52

## TV

Amplificadores RGB 56

## VIDEO

El mundo del camcorder 1993 - 1994 (Conclusión) 63

## RADIOARMADOR

Recepción de señales de FM en automóviles (Concl.) 72

## CLUB SABER ELECTRONICA

78

# DEL EDITOR AL LECTOR

## SABER ELECTRONICA SE VIENE CON TODO

*Bien, amigos de Saber Electrónica, nos encontramos una vez más en las páginas de nuestra revista predilecta, comenzando una nueva etapa cargada de gratas sorpresas, útiles para todos los amantes de la electrónica.*

*Para dar inicio a esta nueva etapa de Saber Electrónica cambiamos nuestro logo y si bien conservamos todo aquello que la llevó a ser la Nº 1, renovamos todo el esfuerzo que ponemos en la información y formación de nuestros lectores.*

*Por tal motivo lanzamos un excelente ciclo de Cursos de Electrónica, un Concurso de Proyectos de Lectores y un Concurso de Proyectos Escolares, cuya información se brinda en las páginas 2 y 3.*

*Las dadas no son las únicas novedades, seguimos desarrollando ideas que serán de sumo interés para todos nuestros lectores, las cuales daremos a conocer en las próximas ediciones de Saber Electrónica..*

*Del contenido de esta edición no vamos a hablar, pues ojeando el sumario podrá apreciar que es de primerísimo nivel; donde hemos hecho hincapié en la realización de artículos prácticos que incluyan montajes.*

*En suma, estamos cambiando para brindarle un mejor servicio, no lo dude... SABER ELECTRONICA SE VIENE CON TODO !*

***Prof. Elio Somaschini***


SABER ELECTRONICA EDICION ARGENTINA

EDICION ARGENTINA - Nº80 - FEBRERO DE 1994

Azcuénaga 24 - Piso 2 - Of. 4 Capital (1029) TE. 951-6239

**Director Editorial**
Ing. Horacio D. Vallejo

**Producción**
Pablo M. Dodero

**Publicidad**
Fernando L. Bettinelli

EDITORIAL QUARK

**EDITORIAL QUARK S.R.L.**
Propietaria de los derechos en castellano de la publicación mensual **SABER ELECTRONICA**

**Gerente**
Elio Somaschini

**Director**
Claudio E. Veloso

**Editor Responsable**
Bernardo J. S. Rusquellas

**Staff**
A. C. May
Teresa C. Jara
Maria A. Alaníz
Hilda B. Jara
Julio C. Dodero

**Distribución:**

**Capital**
Distribuidora Cancellaro S.R.L.
Virrey del Pino 2639 - Cap.

**Interior**
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Av. Velez Sarsfield 1950 - Cap.

**Uruguay**
Berriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155



**Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil**
**Derecho de Autor R N° 1508**



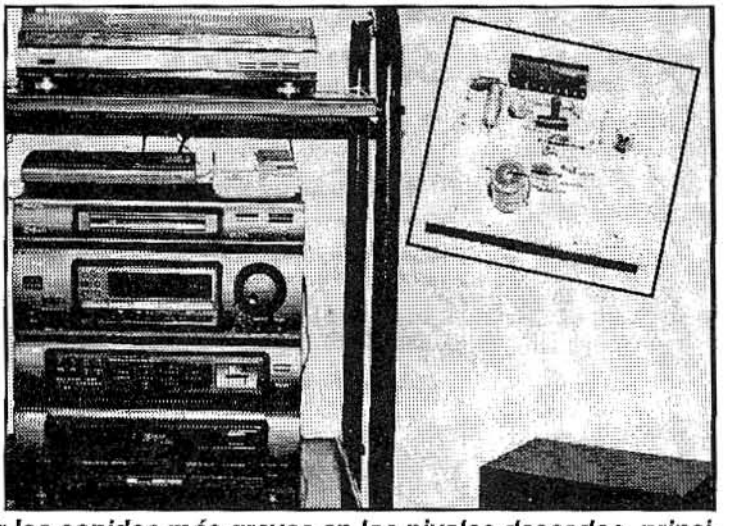
**Impresión**
Mariano Más, Buenos Aires, Argentina



La Editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial.

# DOS PROYECTOS DE AUDIO DE ALTA POTENCIA

***Presentamos dos proyectos de audio muy interesantes para aquellos que gustan del audio y, principalmente, de la alta potencia. Basado en el circuito integrado TDA1514A, capaz de proporcionar una potencia de 40W, en la versión mono, y 95W en la versión BTL (en puente), damos dos aplicaciones que pueden servir de punto de partida para la elaboración de un fantástico sistema doméstico de sonido. El primer proyecto se trata de un sistema de audio doméstico de alta calidad, con potencia de 40W por canal y que da como resultado una potencia de pico del orden de 120W, con un reducido número de componentes. Utilizando un buen pre-amplificador o acoplándolo a un reproductor de pasacassettes, tendremos un equipo de calidad. En tanto, analizado el segundo proyecto, tenemos todavía más: puede conectarse a la salida de un televisor y obtener un sonido que generalmente estos aparatos no pueden proporcionar. Los televisores, por la limitación de espacio, no poseen parlantes capaces de reproducir los sonidos más graves en los niveles deseados, principalmente en los casos de música y para los efectos especiales. Para solucionar este problema, sugerimos la conexión del sonido de su televisor a un equipo externo de alta fidelidad, con cajas apropiadás –como el primer proyecto que describiremos–; sin embargo los graves no tendrán los niveles que serían necesarios para obtener un mejor efecto en las escenas del tipo de terremotos, explosiones, derrumbes, etc., donde el espectacular efecto del cine se debe a los miles de watt de graves que se dedican a su reproducción. En una sala común no se necesitan miles de watt, pero el agregado de 40W, sin duda dará un efecto especial compatible, siendo esto, justamente, lo que proponemos con nuestro segundo proyecto: un TDA1514A acoplado a un filtro le entregará a un parlante de graves, solamente los sonidos de bajas frecuencias que queremos reproducir.***



Por Newton C. Braga
Adaptación: H. D. Vallejo

## Amplificador de 40 + 40W con el TDA1514A

En este artícuo describimos el montaje de un excelente amplificador de alta fidelidad que brinda una potencia de 40W (rms) por canal, utilizando para este fin sólo un integrado y unos pocos componentes periféricos (para cada canal). La disponibilidad del circuito integrado TDA1514A, usado como base, hace del proyecto algo especialmente atrayente para los lectores que desean montar su propio sistema de sonido; y, por su excelente calidad, se convierte en un buen amplificador de audio.

El circuito integrado TDA1514A, consiste en un amplificador de potencia de audio, indicado, específicamente, para diversas aplicaciones como, por ejemplo, TV, Hi-Fi, compact-disc, grabadores de cinta, etc. Un único TDA 1514A puede proporcionar una potencia de audio de hasta 40W en carga de 8Ω. Dos de ellos, en configuración puente (BTL) pueden brindarle una potencia de 95W a una carga de 8Ω.

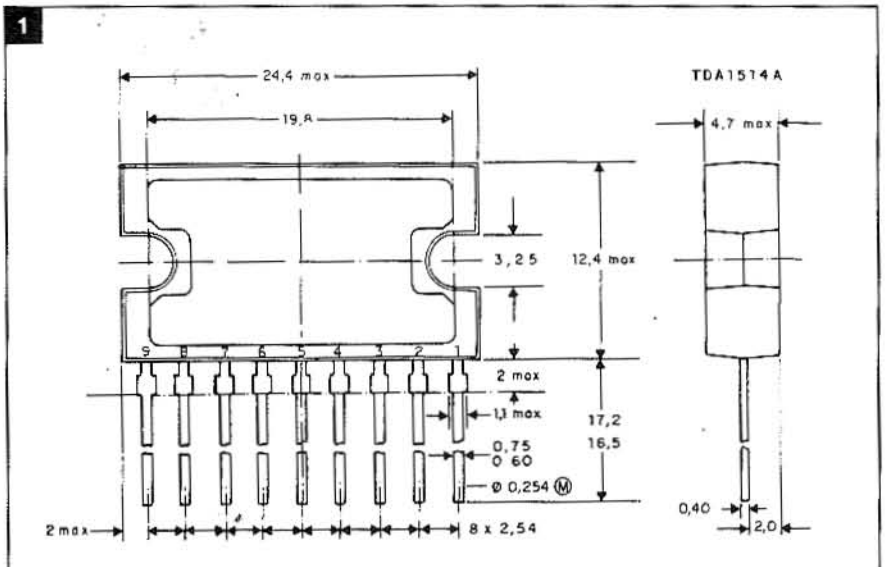
Si bien existe la posibilidad de hacer la alimentación con una fuente simple, en este proyecto se describe el uso de una fuente simétrica.

El TDA1514A posee, además, el recurso del MUTE y del STAND-BY, que serán descriptos en el presente artículo. Este circuito se presenta en cubierta SIL de 9 pins con recursos para el montaje directo en un disipador de calor. En la figura 1 tenemos el aspecto de este integrado con la identificación de sus terminales, mientras la figura 2 nos muestra un diagrama en bloques de las funciones disponibles.

### Características

- Bandas de tensión de alimentación: -10/0/+10V a -30/0/+30V
- Corriente máxima de pico de salida (pico repetitivo): 8A
- Corriente máxima disponible de salida (pico): 6,4A
- Temperatura máxima del cristal: 150°C
- Resistencia térmica (Rthvj - mb): menor que 1KΩ/W

1




*Aspecto del TDA1514A con la identificación de sus terminales.*

2

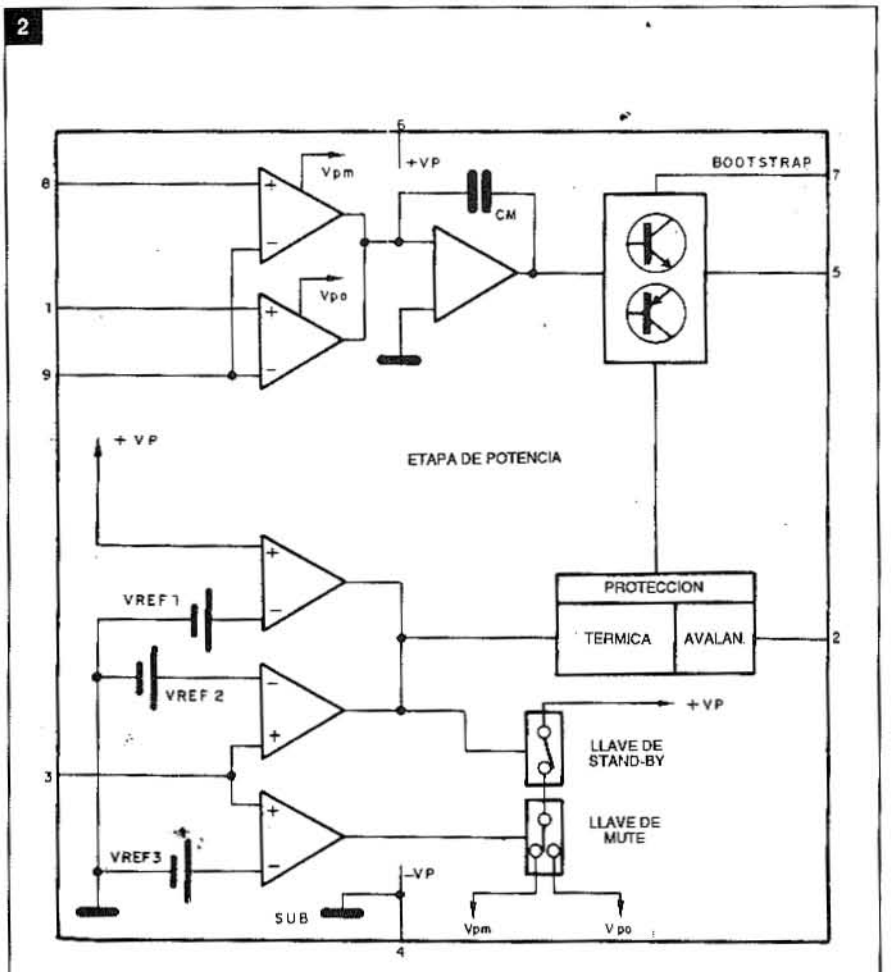



*Diagrama en bloques de las funciones internas disponibles en el C.I.*

3

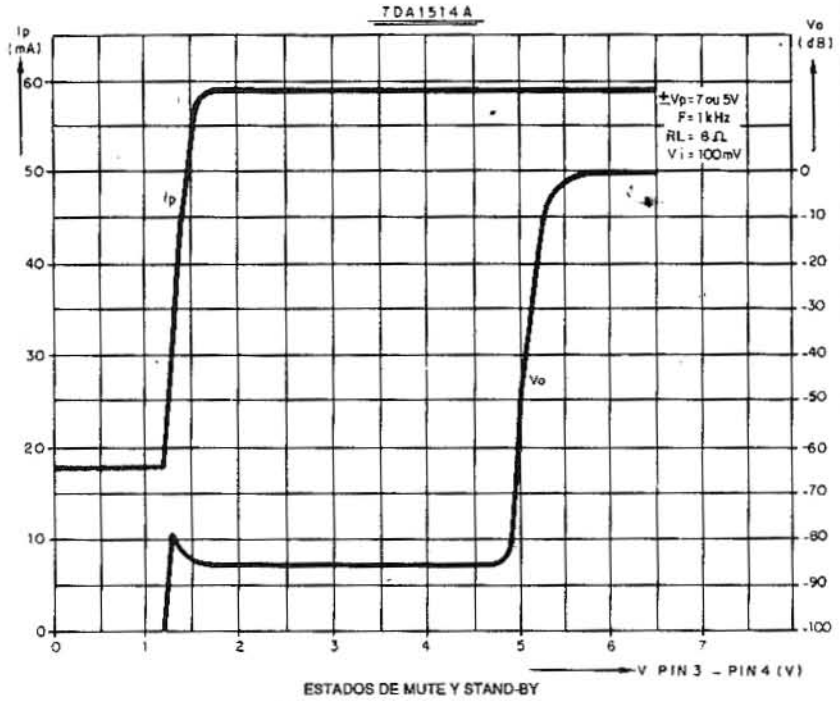



*Gráfico demostrativo de lo que sucede con el C.I. en las condiciones MUTE y STAND-BY STATE.*

4

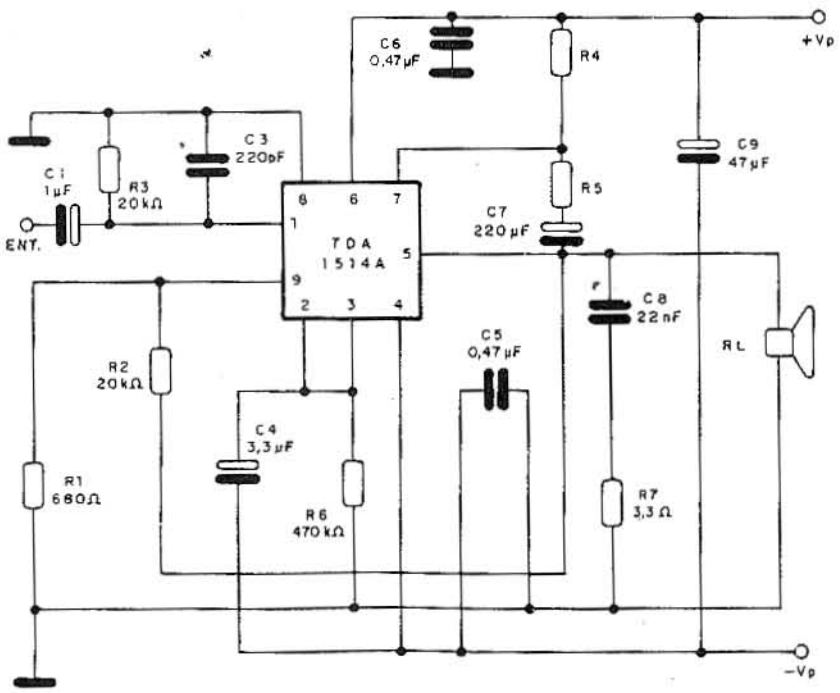



*Diagrama del amplificador.*

## LISTA DE MATERIALES (amplificador 40 + 40)

***Amplificador - 1 canal***
***Semiconductores:***
*CI-1 - TDA1514A - circuito integrado.*

***Resistores: (1/8W, 5%)***
*R1 - 680Ω*
*R2 y R3 - 20kΩ*
*R4 y R5 - ver texto*
*R6 - 470kΩ*
*R7 - 3,3Ω*

***Capacitores:***
***(electrolíticos para 35V)***
*C1 - 1µF - electrolítico*
*C2 - no usado*
*C3 - 220pF - cerámico*
*C4 - 3,3µF - electrolítico*
*C5 y C6 - 470nF - cerámicos*
*C7 - 220µF - electrolítico*
*C8 - 22nF - cerámico o de poliéster*
*C9 - 47µF - electrolítico*

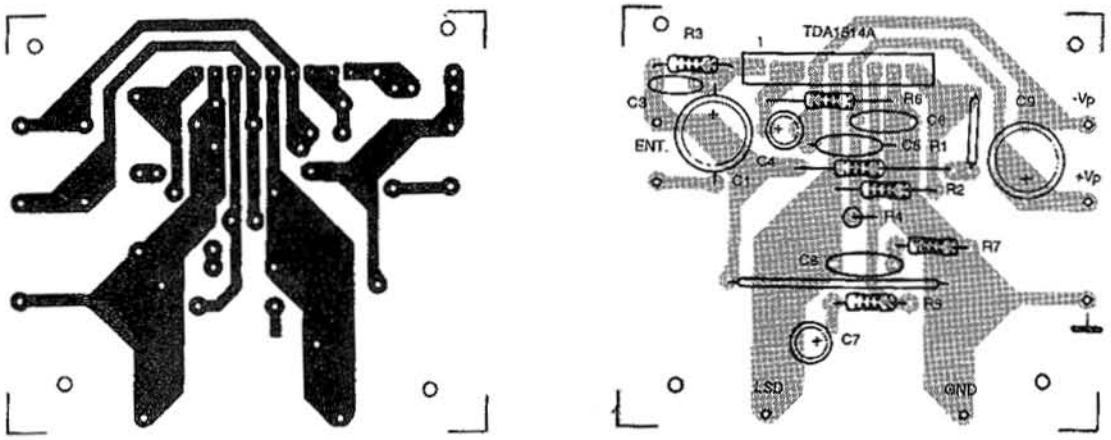
***Varios:*** *Placa de circuito impreso, disipador de calor para el integrado, caja para montaje, fuente de alimentación (ver proyecto siguiente), cables, soldadura, etc.*

- Corriente de polarización: 58mA
- Impedancia de entrada (pin 1): mayor que 1MΩ
- Impedancia de salida: 25MΩ
- Relación señal/ruido para 50mW con Rs = 2kΩ: 86dB
- Potencia de salida para 0,1% de THD:
  Carga de 4Ω: 52W (-24/0/+24V)
  Carga de 8Ω: 40W (-27,5/0/+27,5V)
  BTL con 8Ω: 95W (-24/0/+24V)

## MUTE y STAND-BY

Con un cierto nivel de tensión entre los pins 3 y 4, el estado del TDA1514A puede alterarse. Si esta tensión estuviese entre 6 y 7V, el TDA1514A estaría en estado de operación. Si la tensión estuviera entre 2 y 4,5V, el TDA estaría en estado de "MUTE", lo que significa que el circuito no estará operando pero las corrientes c.c. permanecen en el mismo estado que

5




*Placa de circuito impreso sugerida por el fabricante.*

6

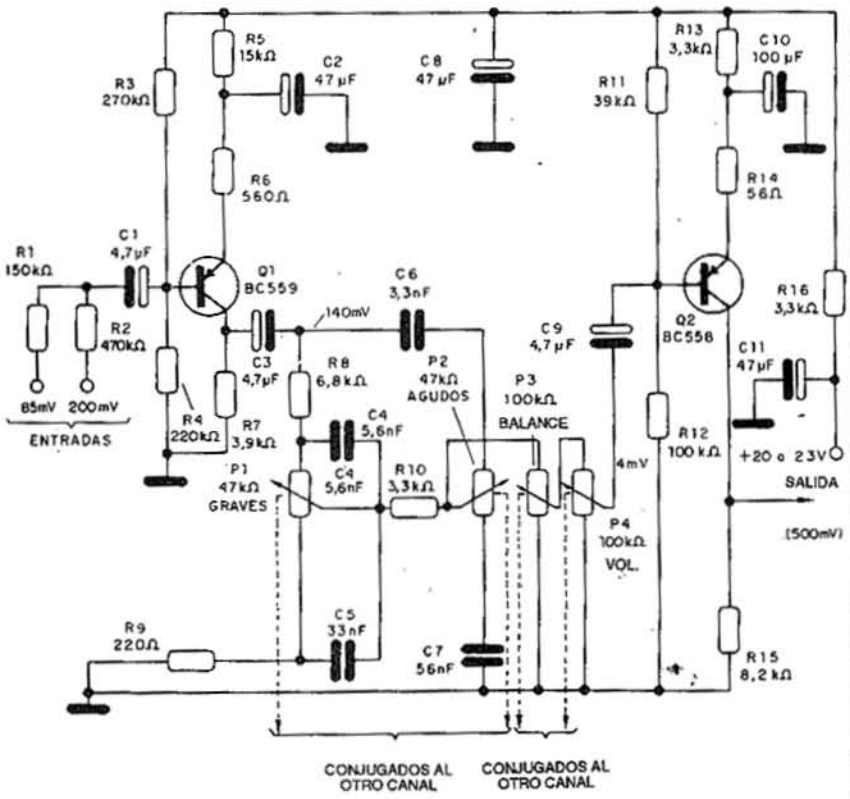



*Diagrama de un pre-amplificador compatible con este proyecto.*

el de operación. La impedancia de salida se mantendrá baja. Con este potencial entre 0 y 0,9V, el TDA1514A estará en estado de "STAND-BY".

La corriente de polarización caerá a un determinado valor típico del orden de los 18mA. El gráfico de la figura 3 ilustra sobre lo que sucede en estas condiciones. En este gráfico Ip y Vo están dados como función de la tensión entre los pines 3 y 4, con una entrada constante de 100mV.

## Ganancia

La sensibilidad de entrada para una potencia de salida de 20W con carga de 8Ω es de 418mV. La ganancia con realimentación en una frecuencia de 1kHz es 29,6dB. La ganancia puede variar por los resistores R1 y R2 en una banda de 20 a 46dB.

## Puntos críticos del circuito

Para obtener los mejores niveles de distorsión, debe tenerse cuidado con el proyecto de las placas del circuito impreso.

Los siguientes componentes son críticos en cuanto a su ubicación:

Los capacitores de desacoplamiento de altas frecuencias en las líneas de alimen-

tación (C5 y C6, en el diagrama) deben ser montados lo más próximo posible al TDA1514A.

Debe tenerse sumo cuidado con la puesta a tierra.

La puesta a tierra de entrada de R1, R3 y C3 debe hacerse de forma única con cable mallado corto al pin 8.

Los capacitores C5 y C6 deben ponerse a tierra tan cerca como sea posible del pin 8. El resistor R6 es puesto a tierra próximo al pin 8, y R7 cerca de la masa de salida.

## Montaje

En la figura 4 vemos el diagrama del amplificador (un canal) con fuente de alimentación simétrica.

El diagrama de la fuente es el mismo del proyecto siguiente, del TVBB. La placa de circuito impreso sugerida por el fabricante se muestra en la figura 5. Observe que el circuito integrado debe estar dotado de un disipador de calor.

Para una carga de 4Ω el resistor R4 debe ser de 47Ω, y R5 de 82Ω. Para una carga de 8Ω, R4 es de 82Ω y R5 de 150Ω. Existe la posibilidad de omitir R4, R5 y C7 (Bootstrap), simplificando el proyecto, pero el pin 6, entonces, debe conecarse al pin 7, lo que produce una caída de potencia del orden de 3 a 4W.

Los resistores son todos de 1/8W, o más, y los electrolíticos deben ser para 35V, o más, de tensión de trabajo.

Para la versión stereo, la corriente de la fuente sugerida en el montaje del TVBB debe duplicarse. La tensión de secundario del transformador se mantiene y los electrolíticos duplican su valor.

**Observación:** Una opción interesante es la de usar una fuente única para tres módulos como éste, siendo uno para el canal derecho, otro para el izquierdo y el tercero para el refuerzo de graves, con el filtro descripto en este artículo.

En este caso, la corriente de la fuente tendrá que ser triplicada. Las tensiones se mantienen y los capacitores de filtro también deberán tener sus valores triplicados.

## Prueba y uso

Para utilizar este amplificador se necesita una fuente de señal con, por lo menos, 1Vpp para excitación total, ya que un buen pre-amplificador es fundamental.

Los parlantes deben ser los adecuados para soportar la potencia proporcionada por el aparato.

Los controles de volumen -graves y agudos- deben incorporarse al circuito pre-amplificador o de excitación, a fin de usar el equipo con un televisor que tenga salida a un amplificador externo; los controles serán los del propio televisor, aumentándose, eventualmente, el de tonalidad.

Un pre-amplificador con control de tono y de volumen compatible con este proyecto, se muestra en la figura 6. Comprobado el funcionamiento del aparato, instálelo, de manera definitiva, en una caja metálica con una buena descarga a tierra.

# TBVV
# TV Bass-booster

La pobreza de los sonidos graves de los pequeños parlantes de los aparatos de TV puede compensarse con un amplificador-reforzador externo de graves. De esta forma, agregando a la calidad de imagen de los televisores modernos un sistema de sonido de alta fidelidad con graves reforzados, obtendremos una dimensión para este tipo de aparatos.

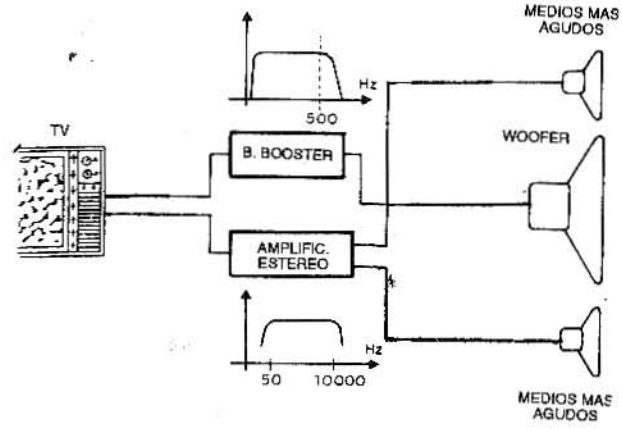
A continuación veremos cómo obtener un refuerzo de 40W de graves para el sonido de su TV.

La limitación del espacio interno de los televisores impide que parlantes pesados, capaces de reproducir con fidelidad y potencia los sonidos graves, puedan ser agregados. Esto da como resultado que, cada vez más, los televisores modernos posean imágenes perfectas y hasta un sistema de sonido potente, pero la reproducción de graves sólo es posible con un sistema amplificador externo.

Pensando en esto, la mayoría de los aparatos de TV modernos poseen salidas pre-amplificadas para amplificadores de audio monofónicos o stereo, con lo que se obtiene una mejoría considerable en la calidad del sistema de audio.

Sin embargo, aun con amplificadores comunes externos no tenemos, todavía, algo muy importante, principalmente cuando miramos programas musicales o aquéllos donde se desarrollan fenómenos o efectos catastróficos, tales como terremotos, derrumbes, explosiones, en los que predominan las bajas frecuencias o los sonidos graves.

7




*Acción del Bass-Booster.*

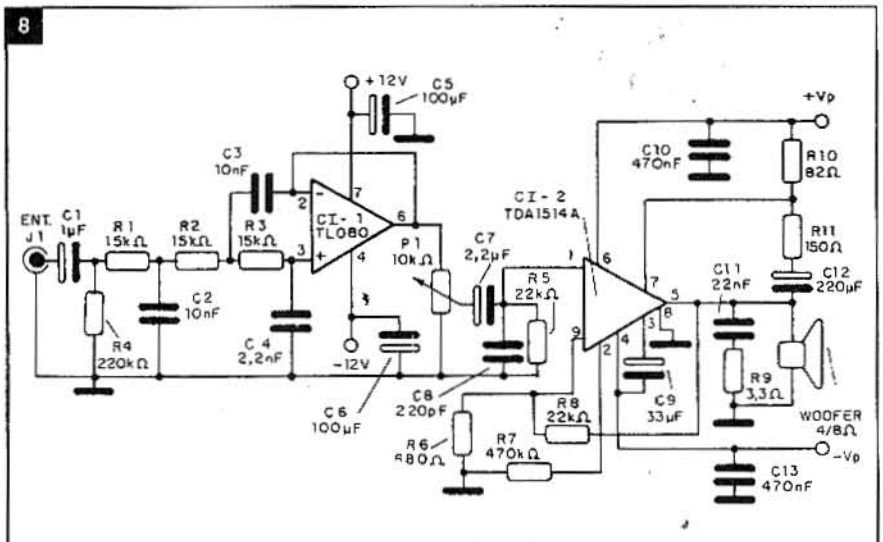



***Diagrama completo del TVBB: observe la polaridad de los electrolíticos.***

## LISTA DE MATERIALES (TVBB - TV Bass-booster)

***Semiconductores:***
*CI-1 - TL080 - circuito integrado - amplificador operacional*
*CI-2 - TDA1514A - circuito integrado - amplificador de potencia*

***Resistores: (1/8W, 5%)***
*R1, R2, R3 - 15kΩ*
*R4 - 220kΩ*
*R5 - 22kΩ*
*R6 - 680Ω*
*R7 - 470kΩ*
*R8 - 22kΩ*
*R9 - 3,3Ω*
*R10 - 82Ω*
*R11 - 150Ω*

***Capacitores (electrolíticos para 25V o más):***
*C1 - 1µF - poliéster*
*C2, C3 - 10nF - poliéster o cerámicos*
*C4 - 2,2nF - poliéster o cerámico*
*C5 y C6 - 100µF - electrolíticos*
*C7 - 2,2µF - electrolítico*
*C8 - 220pF - cerámico*
*C9 - 33 ó 47µF - electrolítico*
*C10, C13 - 470nF - poliéster o cerámicos*
*C11 - 22nF - poliéster o cerámico*
*C12 - 220µF - electrolítico*

***Varios:***
*P1 - 10kΩ - potenciómetro*
*J1 - jack de entrada (RCA)*
*PTE - woofer de 4 u 8Ω x 60W o más*
*Placa de circuito impreso, radiador de calor para el integrado, cables, soldadura, etc.*

***Fuente de alimentación:***
*D1 a D4 - 3A/100V - diodos rectificadores o puente.*
*DZ1, DZ2 - 12V x 1W - diodos zener*
*S1 - interruptor simple*
*F1 - 2A - fusible*
*T1 - transformador con primario de acuerdo a la red local y secundario de 15 + 15V con 4 ó 5A*
*C1, C2 - 4700µF x 35V - electrolíticos*
*C3, C4 - 100µF x 16V - electrolíticos*
*R1, R2 - 560Ω x 1/2W - resistores*

***Varios:***
*Placa de circuito impreso, cable de alimentación, soporte para el fusible, cables, zócalo para el circuito integrado soldadura, etc.*

Un efecto "cinematográfico" puede conseguirse, tan sólo, aumentando unas decenas de watt de sonido en la banda de los graves, por debajo de los 500Hz, por ejemplo, conectándolos a un parlante súper pesado.

En estas condiciones, no sólo tendremos el efecto sonoro sino, también, el efecto físico de la vibración, actuando sobre nuestro cuerpo y los objetos con un realismo que no se logra si no es con una buena dosis de bajas frecuencias.

Si el lector ya tiene su TV conectado a un buen sistema amplificador de audio, la utilización de nuestro reforzador de graves le traerá una nueva dimensión en los efectos de muchas películas. Si el lector no lo tiene, llegó la hora de pensar en agregar un buen amplificador externo y, sobre todo, en este proyecto de reforzador de graves que consiste en un filtro pasabajos que extrae un canal para transmisiones monofónicas o de los dos canales para los aparatos stereo o simulado y los aplica a un potente amplificador (40W) que los entrega a un parlante súper pesado de graves (figura 7).

Para algunos lectores, 40W pueden parecer poco.

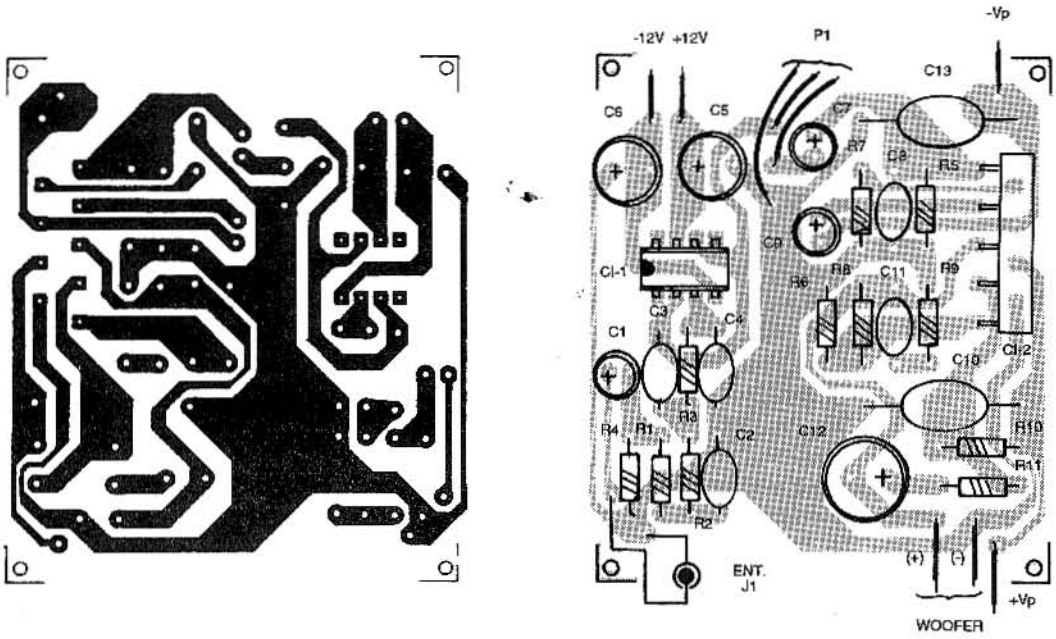
Sin embargo, les recordamos que la mayoría de los aparatos no tienen esta potencia y, además, los sistemas de sonido no tienen este valor rms.

Además de esto, en los equipos de sonido con igual potencia, éste se distribuye en todo el espectro audible de 20 a 15000Hz típicamente, mientras que, en nuestro caso, tenemos una concentración en una banda estrecha que va desde los 10 a los 500Hz, lo que significa un efecto final mucho mayor.

## Características

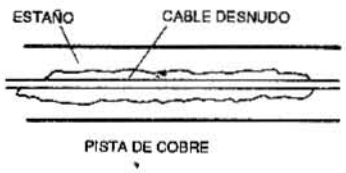
- Tensión de alimentación: 110/220V ca
- Eficiencia del filtro: 12dB por octava
- Frecuencia de corte superior: 500Hz
- Sensibilidad de entrada: 500mV
- Potencia de salida: 40W en 4Ω; 28W en 8Ω
- Tensión de alimentación: -23/ -12/ 0/ 12/ 23V — fuente bi-simétrica

9




*Placa de circuito impreso.*

10




*Cable mallado de alta corriente con refuerzo.*

## Cómo funciona

El filtro pasa-bajos está elaborado en torno de un amplificador operacional con transistores de efecto de campo tipo TL080 o equivalente.

La red de transistores y capacitores en la entrada, excepto R1 y R4, determinan la frecuencia de corte de este filtro.

El amplificador operacional está conectado como seguidor de tensión, de modo de que haya una ganancia unitaria de tensión, ya que su finalidad es sólo la de compensar las pérdidas de intensidad de esta señal que, eventualmente, ocurre en el filtro.

Así, la señal pasa por un control de intensidad que consiste en el potenciómetro P1. Tenemos, entonces, el amplificador final de potencia que consiste en un integrado único, el TDA1514A ) que entrega 40watt rms en una carga de 4Ω, cuando se alimenta con una tensión de 23,5V. Con una tensión de 23,5V en carga de 8Ω, la potencia será menor, del orden de 28W.

R10, R11 y C12 hacen el bootstrap, pudiendo ser eventualmente eliminados con una reducción en la potencia final. Tanto para el amplificador operacional con FET como para el amplificador de potencia, se necesita una fuente simétrica.

Como las tensiones son diferentes, tenemos una fuente doble-simétrica, o sea, con dos tensiones positivas y dos negativas.

11

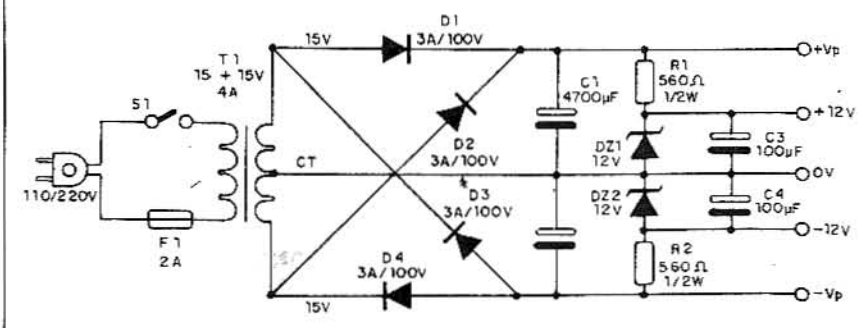



*Diagrama de la fuente del TVBB: observe la polaridad de los capacitores electrolíticos.*

Así, para el operacional que actúa en el filtro tenemos -12, +12V, pero, como el consumo es muy bajo, este valor puede conseguirse con un par de diodos zener y dos resistores. Para el amplificador de potencia tenemos alrededor de -23, +23V con una corriente de 4A.

Dependiendo del transformador usado puede suceder que se produzcan variaciones, por lo que valores entre 18 y 24V son normales para este proyecto.

## Montaje

En la figura 8 vemos el diagrama de la etapa de filtro y de potencia del aparato, mientras que la figura 9 muesra la disposición de los componentes en una placa de circuito impreso.

Observe que el circuito integrado CI-2 está dotado de un buen disipador de calor, en vista de la potencia con la que debe operar. Los cables mallados correspondientes a las señales intensas y a la alimentación deben ser largos, y hasta reforzados, con la conexión en paralelo de cables desnudos (figura 10).

Los resistores son todos de 1/8W y los capacitores electrolíticos son para 25V o más. Los demás capacitores pueden ser de cerámica o poliéster.

El parlante debe ser un woofer (parlante de graves) de 4 u 8Ω con potencia de, por lo menos, 60W.

En la figura 11 tenemos el diagrama de la fuente de alimentación y en la figura 12 puede observarse la disposición de los componentes en una placa de circuito impreso.

El transformador tiene arrollamiento primario de acuerdo con la red local y secundario de 15 + 15V con 4 ó 5A. Los diodos son para 3A con 100V de tensión inversa de pico (PIV).

Los electrolíticos deberán tener una tensión de trabajo de 35V o más, excepto C3 y C4 que podrán ser para 16V. Los cables mallados deben ser largos para conducir las corrientes internas del sector de potencia.

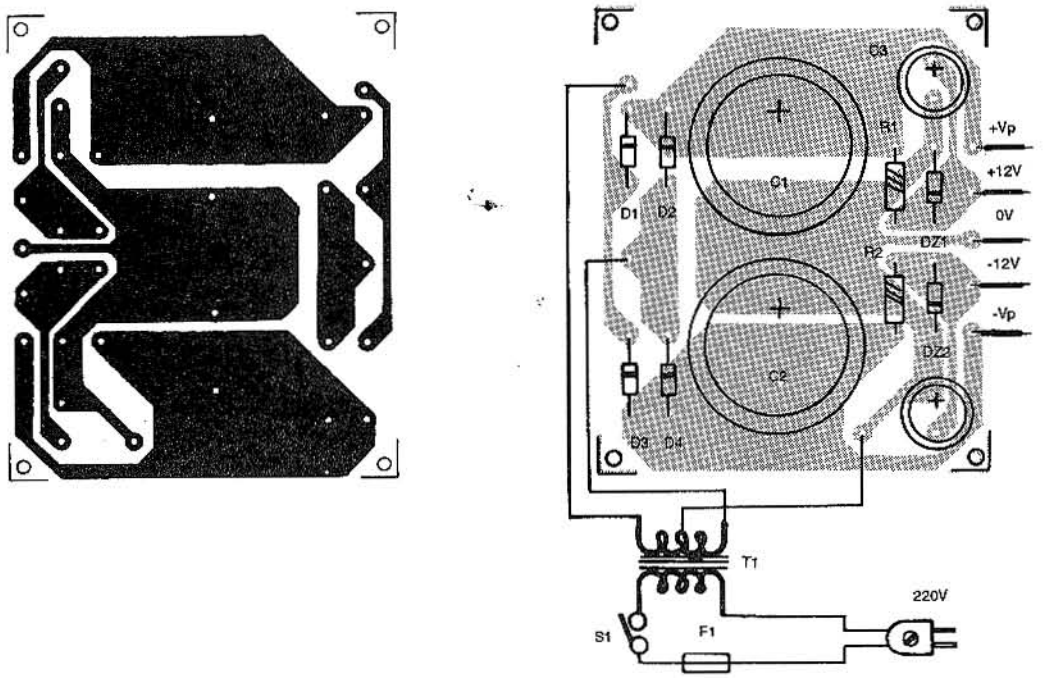
Para la instalación existen dos opciones: una es usar una caja para el amplificador y otra para el parlante; la otra es instalar el parlante y el conjunto filtro-micrófono-amplificador en una caja única.

Para la versión con parlante separado, los cables de conexión deberán ser más gruesos, según la potencia de la señal, y su longitud no deberá superar los 5 metros.

## Prueba y uso

Para probar el equipo es suficiente aplicar cualquier señal de audio en la entrada; por ejemplo, de una radio o walkman y verificar la reproducción de los graves.

12



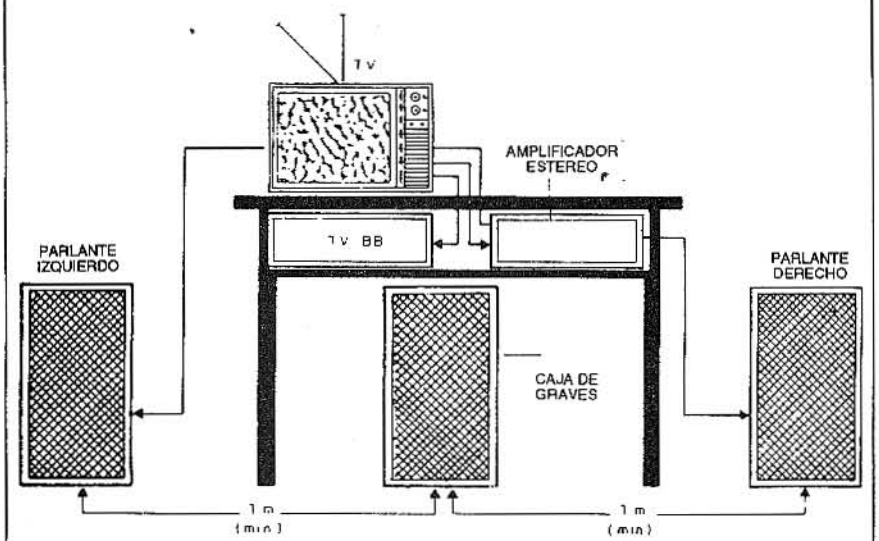

*Placa de circuito impreso.*

En la figura 13 vemos el modo de hacer la conexión a un televisor que no tiene salidas de audio. Las conexiones son válidas tanto para aparatos mono como stereo.

El parlante debe ubicarse de modo de quedar entre los dos parlantes del sistema stereo (figura 14).

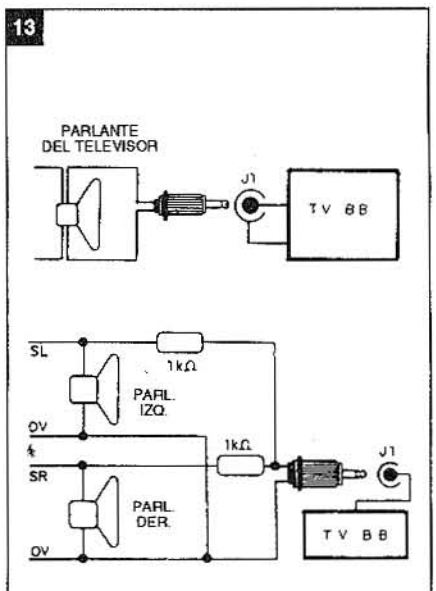
Los valores de C2, C3 y C4 pueden alterarse a fin de modificar la respuesta de los graves según el parlante utilizado. ✪

14




*Ubicación de los parlantes.*

13

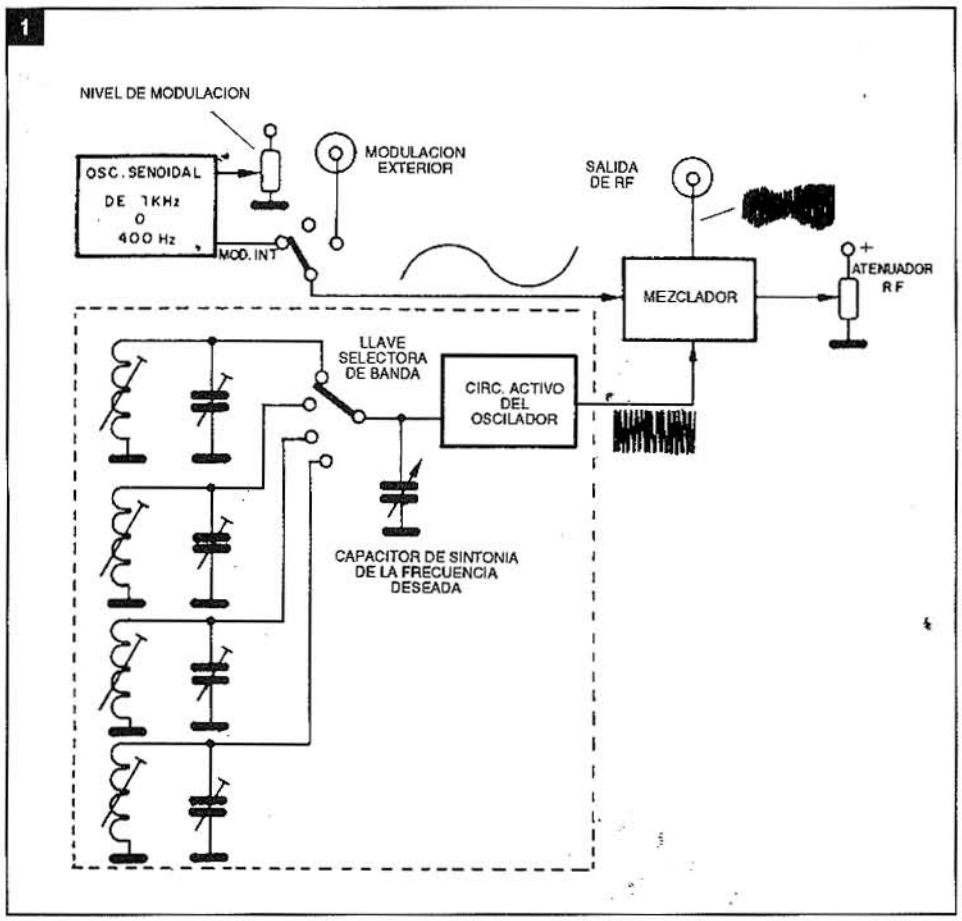



*Conexiones en los televisores sin salida de audio.*

# USOS DEL GENERADOR DE RADIOFRECUENCIA

***Es uno de los más importantes instrumentos de trabajo que pueden utilizarse en el área del audio y el video, pero, a pesar de esto, su verdadero potencial es prácticamente desconocido por la mayoría de los técnicos de mantenimiento. Además de su amplia utilidad en calibraciones diversas, entre otras cosas, puede usarse como instrumento de búsqueda de defectos en equipos electrónicos, agilizando en buena forma el mantenimiento.***

Por Mario P. Pinheiro




Cuando comencé a trabajar en el área de mantenimiento, me especialicé en audio, y la mayoría de los aparatos que reparaba eran radios portátiles, desde los de una banda hasta los de más de 9 bandas. En prácticamente todos los trabajos, noté la necesidad de calibrar las bobinas de FI y osciladora pues, debido a la facilidad de manipulación de las mismas, estas bobinas eran movidas hasta por el propio usuario.

Por lo tanto, desde el comienzo del mantenimiento fue necesario el uso del generador de RF, que además de facilitar el trabajo, permitía una muy buena calibración del equipo.

## Funcionamiento del Generador de RF

El funcionamiento del generador de RF es simple, como se muestra en la figura 1. Posee un circuito oscilador de radiofrecuencia operando normalmente

por encima de 100kHz. Este oscilador tendrá varios circuitos tanques (circuitos formados a partir de inductores y capacitores con el fin de formar oscilaciones de determinada frecuencia) seleccionables por llaves, que alteran su frecuencia básica.

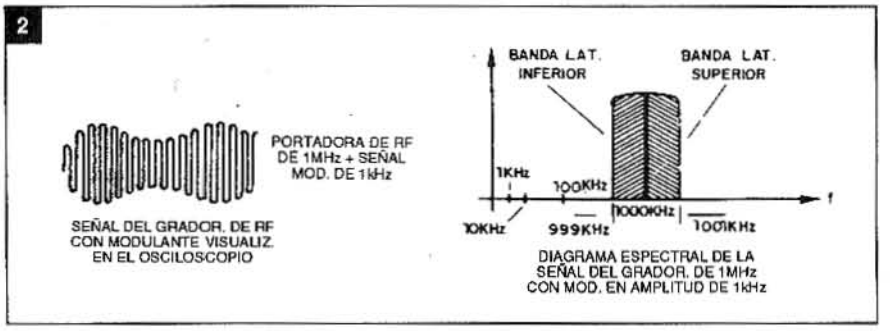
También existe otro circuito oscilador más simple, que genera una señal senoidal de 400Hz ó 1kHz, llamada señal modulante (o moduladora). Estas dos señales deben encontrarse en el circuito mezclador, resultando la modulación en amplitud con sus respectivas bandas laterales. Además, existe la opción de que el generador de RF trabaje con una señal moduladora externa o, bien, que la señal de RF salga pura, sin ninguna modulación.

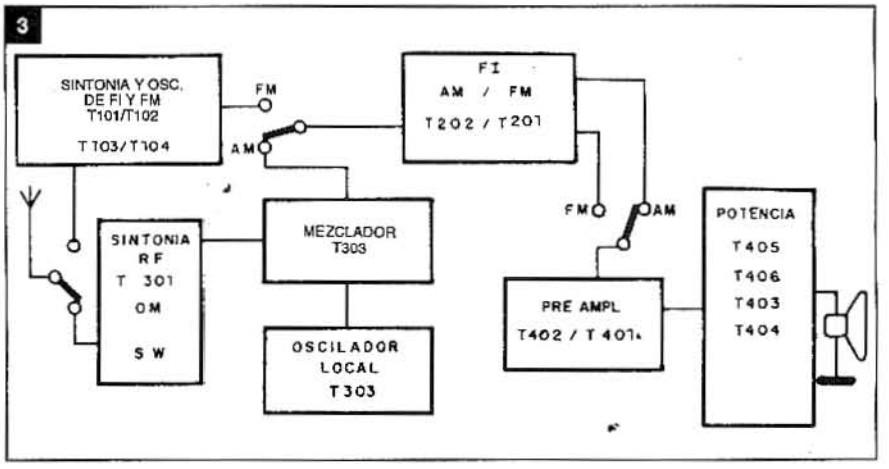
En la figura 2 podemos ver representada la señal del generador de RF visualizada en el osciloscopio (procesamiento en el tiempo) y su representación espectral, o sea, el espacio que la señal formada por el generador ocupa en el espectro de frecuencias.

A pesar de parecer simple, el generador de RF deberá tener componentes muy confiables, no pudiendo variar sus características por temperatura o humedad, y como dijimos, trabajar a partir de 100kHz, hasta cerca de 1GHz o más. Para trabajos en el área de audio y video es suficiente un generador con portadora de RF de hasta 110MHz.

En nuestro mercado, existen muchos generadores de RF, la mayoría con una frecuencia inferior a 40MHz, permitiendo solamente el calibrado parcial de los equipos que trabajan en la banda de FM (88 a 108MHz). Sin embargo es posible trabajar con este generador de frecuencia más baja (hasta 40MHz) con resultados satisfactorios.

Existen generadores de RF más baratos, que poseen escalas de indicación hechas de modo mecánico a través de una aguja indicadora, lo que implica que, después de algún tiempo de utilización, se tenga la necesidad de verificación constante de la frecuencia de trabajo a través de un buen frecuencímetro. Existen también generadores que presentan internamente un frecuencímetro acoplado, resultando de esto una indicación mucho más precisa que el método convencional con aguja. Desgraciadamente, estos aparatos son caros y sólo se consiguen por intermedio de casas especializadas en importación.




En resumen, lo ideal para el área de mantenimiento de audio y video sería un generador de RF que llegara hasta 110MHz, con modulación interna de 1kHz ó 400Hz. La indicación digital de frecuencia sería un buen recurso pues así se evitaría la puesta a punto constante del aparato.

## Utilización del Generador de RF en Investigaciones y Calibrados

El calibrado deberá efectuarse sólo cuando se tenga la certeza de que el equipo no presenta más defectos. Está claro que cuando las bobinas están muy descalibradas, el aparato puede hasta no tener sonido, lo que perjudica mucho su análisis, pues, aparentemente, el mismo se encuentra inservible.

Como regla general, en caso de que el defecto o falta de calibrado estén en la etapa de FI o sintonizador deberemos hacer la verificación inyectando la señal del generador de RF en puntos bien definidos, los que explicaremos a continuación.

### a) Investigaciones y calibrados en las etapas de un receptor de AM

Cuando nos referimos a un receptor de AM, queremos decir que el mismo trabaja en amplitud modulada, que puede ser subdividida en varias bandas, como mostramos abajo:

***Espectro de Frecuencias de la Modulación en Amplitud***

OM (ondas medias) = 530kHz hasta 1600kHz

OT (ondas tropicales) o SW 1 (Short Wave = (ondas cortas 1) = 2,2MHz a 4 MHz

OC (ondas cortas) o SW 2 = 4,5MHz a 8,5MHz

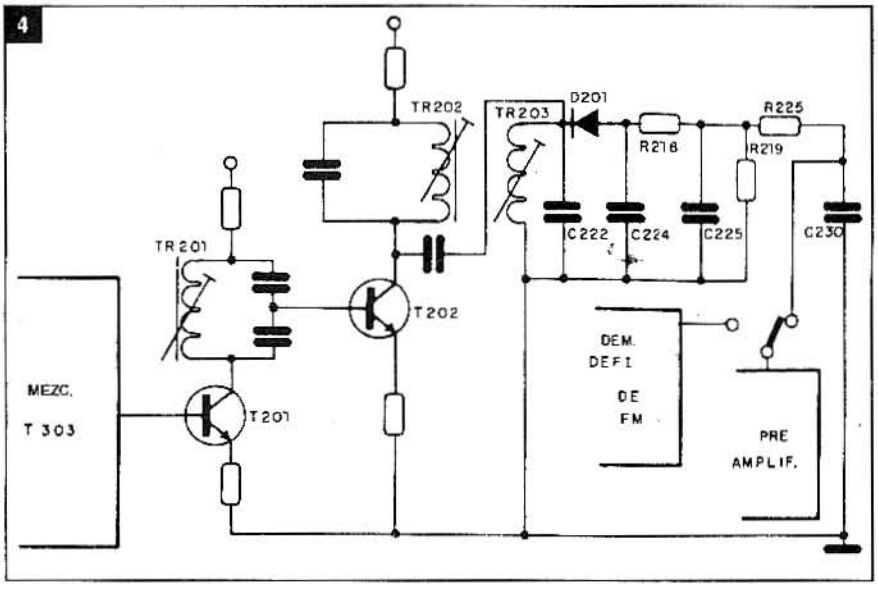
SW 3 ó 31 metros = 9,3 a 9,8MHz

SW 4 ó 25 metros = 11,4 a 12MHz

SW 5 ó 19 metros = 14 a 15,5MHz

SW 6 ó 16 metros = 17 a 18,2MHz

SW 7 ó 13 metros = 20,8 a 21,8MHz




No podemos dejar de mencionar que la señal de video de televisión también trabaja en el sistema de modulación AM sobre la portadora en una frecuencia más alta; hablaremos de eso más adelante.

Sabiendo cuánto debe variar la frecuencia en cada banda comentada, podremos hacer la calibración comenzando por la etapa de FI del receptor.

Utilizaremos, como ejemplo de calibración, un receptor muy conocido por los técnicos, el PHILCO TRANSGLOBE MOD.481-3 (AM/FM), para el que, debido a la falta de espacio, no fue posible la publicación del esquema completo sino sólo un resumen para que el técnico sepa ubicarse en las diversas etapas de calibración.

Para los lectores que quieran tener la visión general del esquema eléctrico de este aparato, bastará con conseguir el esquema en los comercios especializados en manuales técnicos de TV y video. En la figura 3 podemos ver el diagrama en bloques de este receptor.

**a1) Calibrado de FI:**

FI no es más que la abreviación de Frecuencia Intermedia, que es una frecuencia menor que la menor frecuencia de portadora que se puede sintonizar.

La frecuencia intermedia se consigue mediante el batido de la frecuencia del oscilador local del receptor (que normalmente trabaja con frecuencia por encima de la señal sintonizada) con la frecuencia de la emisora sintonizada, resultando en el mezclador en frecuencias múltiples; en un filtro sintonizado en 455kHz o 465kHz, se concluirá seleccionando la frecuencia-diferencia entre las dos, sin que con esto se pierdan las variaciones de amplitud de la señal moduladora.

Todo lo que la radio receptora de AM (no importando que la misma tenga ondas cortas u ondas medias), deberá poseer es una o más etapas sintonizadas en 455kHz (frecuencia intermedia).

Antes de la calibración de FI debemos tener la seguridad de que la etapa de audio y la salida de sonido están funcionando perfectamente; bastará inyectar una señal de 1kHz en el cursor del potenciómetro de volumen (todo abierto), para oir esta señal amplificada en el parlante.

Hecho esto, ajustaremos el generador de RF en la frecuencia de 455kHz con el atenuador de RF en la mínima atenuación (el variable de la radio deberá estar en la mínima capacidad o el dial deberá indicar la máxima frecuencia), ubicando la tierra del cable de salida de la señal en el común o masa de la radio (figura 4) y la punta positiva, o viva, en el cátodo del diodo D201 (detector de envuelta).

De esta manera ya deberá oirse la señal de 1kHz en el parlante.

Inyectando la señal del generador con la portadora de 455kHz en este punto, habrá rectificación y filtrado de los pulsos negativos de la señal, formando después la malla de filtrado compuesta por C224, R218, C225, R225 y C230, la señal de la emisora ya audible (sin la portadora de FI) pero con poca amplitud; esta señal será amplificada por la etapa de potencia.

En caso de que la señal inyectada en el cátodo del diodo D201 no pueda ser oída en el parlante, una señal de 1kHz deberá inyectarse nuevamente en el ánodo del mismo diodo, para saber si la señal, se encuentra a partir de este punto. En las dos circunstancias, el defecto debería ser encontrado sin problemas: la primera, en caso que no se oiga la señal, debería hacerse un desplazamiento del inyector de 1kHz hacia el lado derecho del resistor R218, donde podría aparecer un poco de señal y también del lado derecho del resistor R225 si ahí se presentara un buen nivel de señal en el parlante, habría confirmación de que el diodo D201 estaba en corto, pues en estas condiciones, la señal inyectada en el ánodo sería llevada a masa por el inductor TR203 (que elimina señales de bajas frecuencias).

A medida que fuéramos avanzando en el análisis (hacia la derecha) los resistores impedirían que la señal fuera puesta a tierra y, en consecuencia, la misma podría oirse en el parlante.

La otra hipótesis sería que con la inyección de la señal de 1kHz en el ánodo del diodo, aparecería esta señal amplificada en el parlante, pero al inyectar la señal del generador de RF de 455kHz (con modulación en amplitud de 1kHz) en el cátodo del mismo diodo, no se oiría nada; esto representaría que el diodo D201 está abierto.

A pesar de haber mencionado estas dos hipótesis iniciales, pueden ocurrir varias otras, que seguirán el mismo razonamiento.

Considerando ahora que la señal se oyó sin problemas en el cátodo del diodo D201, podremos pasar a la etapa de FI e inyectar la señal del generdor de RF con la misma amplitud que la anterior en la base de T202 (3º amplificador de FI); la señal deberá aparecer con mayor amplitud que en el modo anterior.

En caso de que aparezca una señal de baja amplitud en el parlante, los transformadores TR202 y TR203 deberán ser ajustados al máximo nivel de señal; para evitar la saturación de la señal amplificada por la radio, se deben ir ajustando las bobinas a la máxima ganancia y, en la misma proporción, disminuir el nivel de salida del generador a través del potenciómetro de atenuación de RF.

En caso de que la señal no haya sido oída cuando fue inyectada en la base de T202, deberemos volver y aplicar la salida del generador en el colector de T202. En caso de que se oiga la señal, esto significa que alguna polarización está equivocada o, bien, que el propio transistor presenta deficiencias de amplificación. En este caso, se deberán medir las tensiones de polarizaciones continuas, a pesar de que el esquema original de fabricación no proporciona los valores.

Es necesario que el técnico conozca las tensiones aproximadas de las mallas de colector, base y emisor para que resulte más fácil la ubicación del componente defectuoso.

Volviendo a la hipótesis de que los transformadores de FI TR202 y TR203 ya hayan sido calibrados, pasaremos la punta positiva del generador de RF a la base del transistor T201, donde se deberá oír el sonido de 1kHz en el parlante, con buena intensidad.

Nuevamente deberemos hacer la calibración del transformador TR201, para la máxima ganancia de señal, sin olvidarnos de reducir paulatinamente la ganancia de salida del generador de RF.

Hecho esto, ya estará calibrada la primera parte de nuestro receptor que es la sección de FI, que funciona para toda la banda de AM (OM y todas las SW's).

En este punto, el receptor ya deberá estar amplificando en el mínimo algunos ruidos; y hasta podrán aparecer emisoras sintonizadas (descontando problemas en el circuito de sintonía).

En caso de que se quiera mejorar o revisar la calibración, se puede mantener la punta de prueba positiva en la base de T201 y recalibrar los transformadores TR203, TR202 y TR201, para la máxima ganancia (manteniendo la salida de RF del generador en el nivel mínimo).

**a2) Calibrado de la sección osciladora:**

Para el calibrado de la sección osciladora que cambiará de acuerdo con la banda seleccionada (OM, SW 1, SW 2, etc.) será necesario que ya esté sintonizándose alguna emisora, incluso aunque sea a muy bajo nivel.

La ausencia de señal podrá significar problemas en la etapa osciladora, lo que podrá ser confirmado con los pasos siguientes:

1) ENROLLAR ALGUNAS VUELTAS DEL CABLE DEL GENERADOR DE RF EN LA BOBINA DE ANTENA TR301 DE OM (ONDAS MEDIAS), cortocircuitando las puntas del generador. El diagrama se muestra en la figura 5.

2) MANTENER LA FRECUENCIA DEL GENERADOR EN 455kHz y verificar si esta señal, inyectada por inducción, se oye en el parlante.

En caso de que la misma pueda oírse, pero sin posibilidad de captar alguna emisora, la etapa amplificadora de RF formada por el transistor T301 está buena, así como la etapa del mezclador formado por T303, descontando problemas en el circuito del oscilador, formado por el transistor T302.

El mismo debe tener sus tensiones DC verificadas y en caso de valores normales, el transistor deberá ser sustituido, pues presenta deficiencias de oscilación en altas frecuencias.

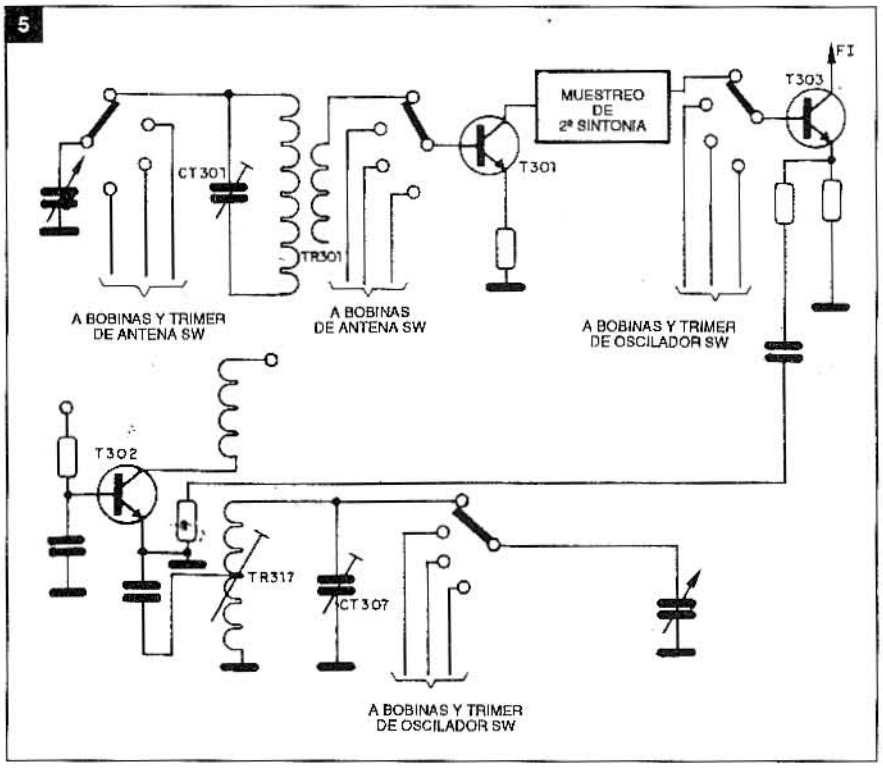
Es posible también que haya un problema en el circuito tanque del oscilador como en los trimmers del capacitor variable o armaduras del variable (metálico) en corto.

Existen dos tipos de capacitores variables más usados comercialmente; el metálico, ya casi en extinción, y que posee grandes dimensiones; y el de plástico, de dimensiones reducidas y que necesita varias capas de material aislante colocado entre sus pequeñas armaduras metálicas. En la figura 6 podemos ver un variable miniatura utilizado en la sintonía de AM y FM.

En equipos más modernos, ya no se usan capacitores variables para la sintonía de las emisoras, pero sí diodos varicaps, que alteran su capacidad de acuerdo con la tensión aplicada. En cualquiera de los casos precedentes, a pesar de las diferencias, la secuencia de calibrado sigue siendo la misma.

Pero volviendo a la señal inyectada en la bobina de la antena, podemos decir que

5



si la misma no pudo oírse, tenemos un corto en el procesamiento de la señal, de la antena hasta el comienzo de la etapa de FI.

En la hipótesis de que se estén captando emisoras, el circuito oscilador funciona normalmente, y, por lo tanto, el calibrado de esta etapa podrá hacerse sin ningún tipo de inconvenientes.

Inicialmente colocaremos el generador de RF en la posición de 530kHz (con modulación de 1kHz), mantendremos su cable enrollado en la bobina de la antena TR301) y cerraremos completamente el variable (máxima capacidad, lo que equivale a ubicar el dial en la menor frecuencia); luego ajustamos la bobina TR307 hasta encontrar la señal de 1kHz audible en el parlante.

El nivel de salida de RF del generador es importantísimo, pues en caso de que el mismo esté muy alto, en varias posiciones del ferrite de la bobina parecerá estar en la frecuencia de 530kHz. Por lo tanto, deberá reducirse la ganancia del generador hasta que aparezca la señal de 1kHz en sólo una posición del ajuste de la bobina.

Hecho esto, la ubicación de las emisoras próximas a 530kHz ya estará correcta. Pero la disposición en toda la extensión de la banda de sintonía dependerá del ajuste del extremo superior, o sea 1600kHz, lo que deberá hacerse en el trimmer del oscilador CT307.

Así, deberemos mantener el cable del generador de RF enrollado en la bobina de la antena TR301 y ajustar la frecuencia de 1600kHz.

Abrimos completamente el variable, o lo dejamos en la máxima frecuencia de trabajo, y ajustamos el trimmer CT307 hasta que, en determinado punto del ajuste, se pueda oír la señal de 1kHz en el parlante.

Se podrán oír varios puntos de ocurrencia de señal, lo que hará necesario reducir la ganancia del generador de RF hasta que solamente pueda oírse la señal fundamental.

En caso de que el trimmer quede en una posición diferente de la que tenía antes del ajuste, deberemos cerrar el variable (ubicación en 530kHz), colocando el generador de RF en 530kHz y reajustar la bobina TR317 hasta que la señal se ubique nuevamente en la posición correcta.

Si la ubicación de la bobina hubiera sido modificada, debe volverse al ajuste del trimmer TR307, repitiendo las operaciones anteriores.

El ajuste de la ubicación de las emisoras sólo estará correcto cuando se altere la banda sintonizada del receptor de baja para alta frecuencia, o viceversa, y la señal pueda oírse sin necesidad de nuevo retoque.

EN LAS CALIBRACIONES DEL OSCILADOR NO DEBE OLVIDARSE QUE LOS TRANSFORMADORES O BOBINAS TENDRAN GRAN INFLUENCIA EN LAS FRECUENCIAS BAJAS Y QUE LOS CAPACITORES O TRIMMERS INFLUIRAN EN LAS FRECUENCIAS ALTAS, DEBIENDO EL AJUSTE SIEMPRE OBEDECER A ESTA REGLA.

Ahora, la radio ya estará con sus secciones de FI y osciladora bien ajustadas, y las emisoras ya deberán aparecer con cierto nivel y muy bien ubicadas, y cuya ganancia final dependerá, también, de un buen ajuste de la sección de sintonía o amplificadora de RF.

**a3) Calibrado de la sección de sintonía y amplificadora de RF:**

El ajuste de esta etapa determinará la ganancia final de la señal enviada por la emisora sintonizada pero no su cambio de posición en relación con el dial.

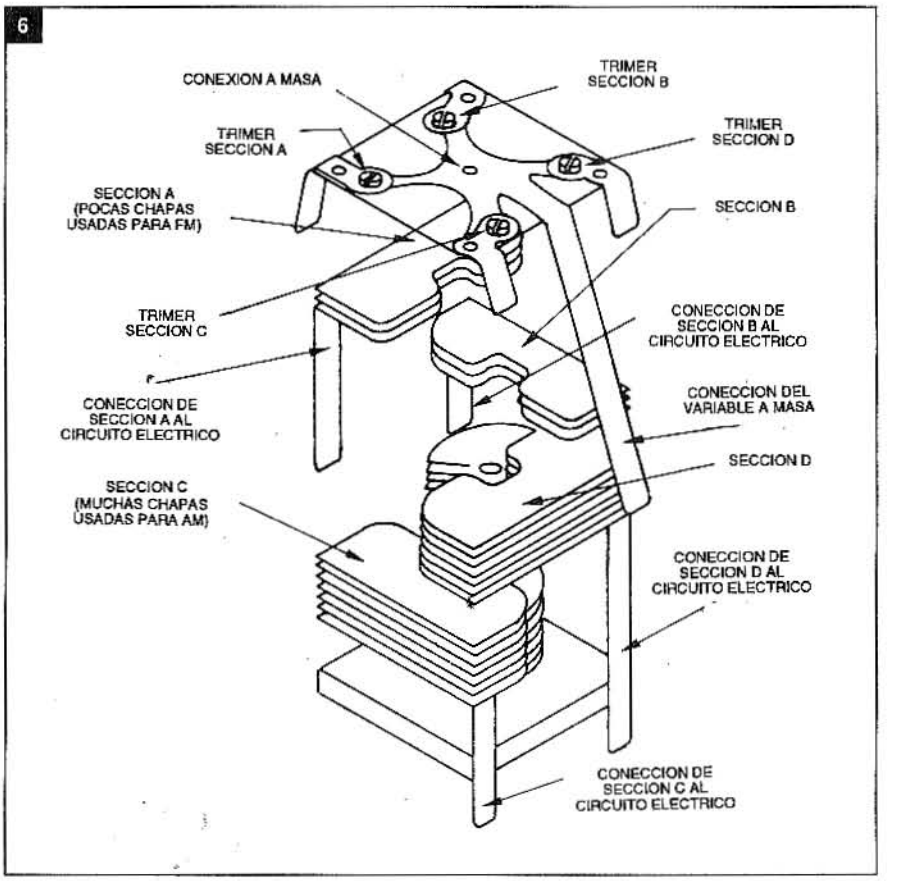
Manteniendo enrollado el cable del generador de RF alrededor de la bobina de la antena TR301 (figura 7), debemos ajustar el generador en la frecuencia de 530kHz y el capacitor variable de la radio en la misma frecuencia.

Considerando que el calibrado de la sección osciladora haya sido bien hecho, ya deberá aparecer la señal de 1kHz en el parlante.

Esa señal debe ser atenuada hasta casi el nivel mínimo en el control de atenuación del generador, de manera que todavía se lo pueda oír en el parlante.

Así se podrá hacer el ajuste de la bobina TR301 (bastón de ferrite), retirándose

6



cualquier cera de fijado que la misma pueda tener.

En verdad, no se puede desplazar el bastón de ferrite, pues el mismo está fijo en el chasis del aparato, pero si puede cambiarse la ubicación de la bobina a lo largo del bastón.

Se podrá oír el sonido de 1kHz en el parlante, aumentando o disminuyendo, dejándolo, obviamente, en la posición donde sea mayor el nivel de señal.

En caso que la señal se vuelva muy intensa, deberá reducirse el nivel de RF del generador. Una vez ajustada la ganancia máxima de la señal para las frecuencias más bajas, sólo falta ajustar la ganancia para las frecuencias más altas, teniendo en cuenta la regla ya comentada: ajuste del trimmer CT301.

Para esto se debe ajustar el generador de RF en 1600kHz y el variable también en la misma posición del dial (1600kHz); en este caso, ya podrá oírse la señal de 1kHz en el parlante.

Se ajusta el trimmer CT301 para la máxima ganancia de señal. En caso de que el mismo sea colocado en posición diferente en relación a la anterior, debemos hacer un nuevo ajuste de ganancia para las bajas frecuencias sintonizando nuevamente el receptor y el generador de RF en la frecuencia de 530kHz y reajustando la bobina TR301 a máxima ganancia. Después de esto, volver al trimmer CT301 y hacer el nuevo ajuste. La operación deberá ser repetida tantas veces como sean necesarias hasta obtener el mayor nivel de señal, tanto en la banda baja como en la alta.

Es muy común que la bobina de antena de OM tenga cortados sus cables de conexión al circuito, pues debido a su peso y tamaño es fácil que una caída o golpe pueda provocar su desplazamiento.

Una manera sencilla de saber si esta bobina está o no abierta, es apretando la mano sobre ella, en cuyo caso podrá oírse un aumento de ruido en el parlante o, bien, un aumento de la señal sintonizada.

## Calibrado de las Etapas de Ondas Cortas

El calibrado de la banda de ondas cortas (SW) deberá hacerse de la misma manera que para la sección osciladora y amplificadora de RF de Ondas Medias, pero existirán algunas diferencias que seguidamente comentaremos:

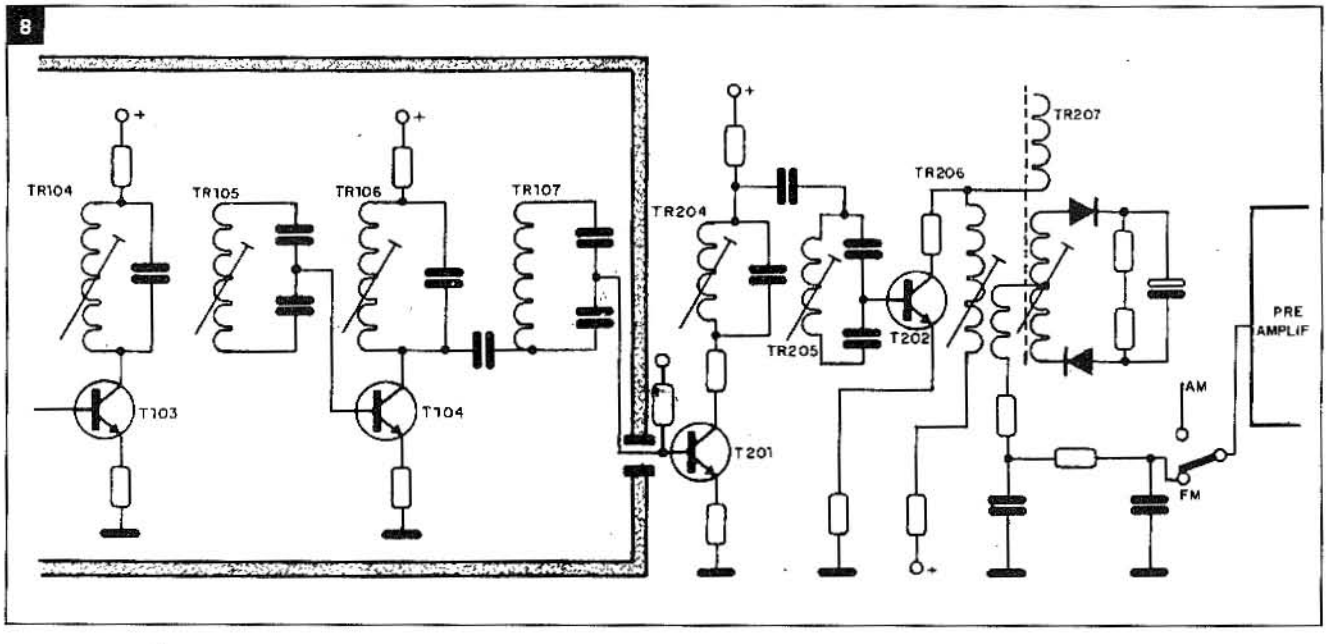
1) No se hace necesario el nuevo calibrado de la sección de FI, pues se utiliza la misma frecuencia intermedia de 455kHz, tanto para Ondas Medias como para todas las Ondas Cortas.

2) En muchos equipos no existe la bobina de antena de ondas cortas montada sobre un bastón de ferrite pero sí un transformador en miniatura como las bobinas convencionales, quedando la captación de la señal a cargo de una antena telescópica.

En este caso, se deberá conectar la punta de prueba positiva del generador a esta antena y su punta negativa, a la masa de la radio.

3) Se debe comenzar el calibrado por la sección osciladora (transformadores y trimmers), para la ubicación de las emisoras en su debido lugar.

Las frecuencias mínimas y máximas están expresadas en el dial del aparato.

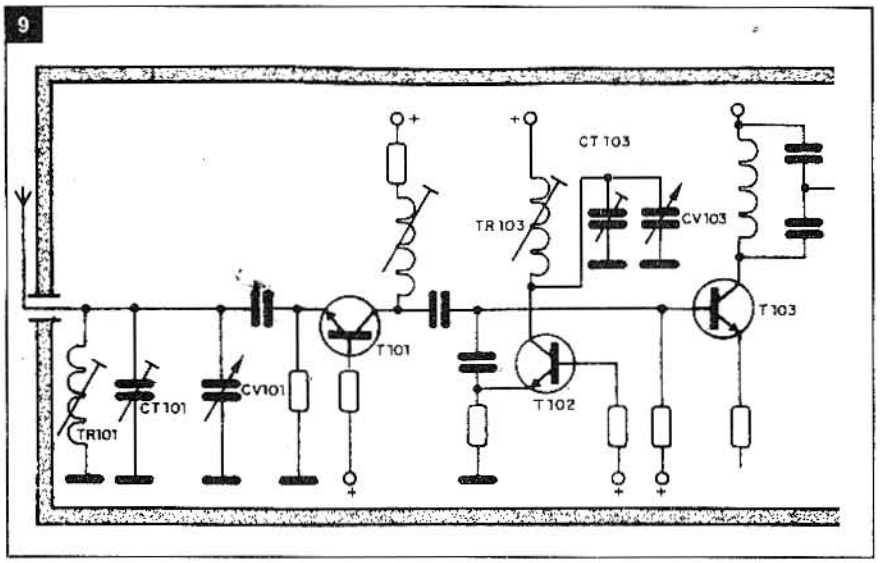


Es importante obedecer la norma de ajuste en los transformadores (bobinas) para las frecuencias bajas y ajuste en los trimmers para las frecuencias altas.

4) Ajustar la etapa amplificadora de RF de la misma forma explicada para OM, observando que la bobina de antena, en la mayoría de los casos, no posee bastón de ferrite.

Ajustar la bobina de antena para el mayor nivel de señal en las emisoras de frecuencias más bajas y, enseguida, ajustar el trimmer de antena para las emisoras de frecuencias más altas.

De esta manera conseguiremos un perfecto calibrado del receptor respecto de la recepción en AM (amplitud modulada) abarcando las Ondas Medias y Cortas.




### b) Investigaciones y Calibrados en un Receptor de FM

A pesar de que la gran mayoría de los receptores utilizan los mismos componentes activos (transistores) para la amplificación de la etapa de FI, los circuitos sintonizados (bobinas y capacitores) son de valores bien distintos de los 455kHz utilizados en AM, pasando a tener una frecuencia intermedia de 10,7MHz. Prácticamente, no existe diferencia entre las secciones de FI de AM y FM; el objetivo de ambas es amplificar la señal; sólo en la parte final, en FM, existe un limitador y un demodulador que convertirá las variaciones en la portadora básica de FI en variaciones de amplitud.

La etapa de oscilación y sintonía, es completamente independiente de la sección de AM, no sólo porque posee circuitos resonantes diferentes sino por los propios elementos activos que son independientes.

El generador de RF normalmente posee modulación en AM, no de FM, pero, aun así, podrá ser utilizado con excelentes resultados; podremos acompañar el calibrado por la figura 8.

### b1) Calibrado de la sección FI de FM

En primer lugar deberemos ubicar el generador de RF en 10,7MHz (con modulación AM de 1kHz), colocando la punta positiva del generador en la base del transistor T202 y la punta negra en la masa. En el parlante deberá oirse la señal de 1kHz con alguna distorsión. En caso de que la señal tenga muy poca intensidad, la bobina TR207 deberá ser desplazada hasta que aumente el nivel de la señal. El ajuste correcto de esta bobina no es para la máxima señal, y la misma tendrá que ser reajustada después de concluidos todos los ajustes (incluyendo etapa de RF y oscilador).

Considerando que ya se hizo el calibrado inicial para AM, no consideraremos ningún tipo de defecto con relación al transistor T202.

También deberemos ajustar el transformador TR206 para el mayor nivel de señal.

Cambiando la punta positiva del generador de RF hacia la base del transistor T201, hacemos ahora el ajuste de los transformadores de FI TR204 y TR205 a la máxima ganancia.

A pesar de que el punto común entre la FI de AM y FM termina aquí, en el módulo de sintonía de FM habrá otras dos etapas de amplificación de FI, o sea, podremos inyectar la señal de 10,7MHz en la base del transistor T103 o bien en la propia antena, si la misma puede oírse en el parlante, se ajustan los transformadores TR104, TR105, TR106 y TR107 hasta el máximo de señal audible en el parlante. La regla de la atenuación de la señal del generador de RF deberá mantenerse para evitar que la amplificación no entre en saturación y se pierda, así, la noción de la amplificación real. Hecho esto, la etapa de FI de FM está calibrada (CON EXCEPCION DEL TRANSFORMADOR TR207, DEL CUAL HABLAREMOS MAS ADELANTE).

### b2) Calibrado de la sección osciladora y sintonía de RF

Antes de comenzar el calibrado de la sección de oscilador y sintonía, debemos verificar si se está captando alguna emisora, pues con la FI ya calibrada deberá oírse en el parlante el sonido característico de la amplificación de ruidos de esta etapa.

En caso de que se escuchen los ruidos normalmente, pero no se capte ninguna emisora, posiblemente el circuito oscilador local esté inoperante, lo que tiene como resultado la no conversión de las emisoras captadas para la portadora de FI.

Una variante bastante versátil que ofrece el generador de RF, es la de usarlo como oscilador local (figura 9), o sea, inyectar en la salida del oscilador local una frecuencia por encima de 98MHz sin modulación (base o emisor de T102), y cambiar la escala del generador haciendo que la frecuencia aumente paulatinamente; si se diera el caso de que alguna emisora fuera sintonizada es porque realmente el oscilador dejó de funcionar. Así, si las tensiones alrededor del transistor oscila-

dor son buenas, el mismo deberá ser sustituido por falta de funcionamiento en altas frecuencias.

Pero, considerando que el receptor está sintonizando algunas emisoras, deberemos, en primer lugar, identificar cuál es la bobina osciladora, el trimmer del oscilador, la bobina de antena y el trimmer de antena. En el caso de las bobinas, éstas no poseen blindaje y son, normalmente, de cable grueso con pocas espiras (figura 10); por lo tanto, el ajuste de las mismas deberá hacerse acercando o alejando las espiras.

La localización de los trimmers podrá hacerse a través de un destornillador en contacto con las manos. Al tocar con esta llave el trimmer del oscilador, la emisora simplemente desaparece (debido a la alteración de la capacidad y, en consecuencia, es causa de alteración en la frecuencia final) y cuando se apoya la misma llave en el trimmer de antena, el nivel de la señal captada aumenta.

Las secuencias de calibrado son las siguientes:

1 - En primer lugar, debemos ajustar la sección osciladora, ubicando el capacitor variable en la máxima capacidad (variable todo cerrado), lo que resultará en la mínima frecuencia (88MHz).

2 - Colocar el cable del generador de RF con su punta positiva en la antena y la negativa a la masa, situando la señal del generador de RF en 88MHz.

3 - Ajustar la bobina osciladora (TR103), hasta conseguir que la señal de 1kHz aparezca en el parlante, teniendo cuidado con las frecuencias armónicas (se debe reducir el nivel de salida de RF del generador).

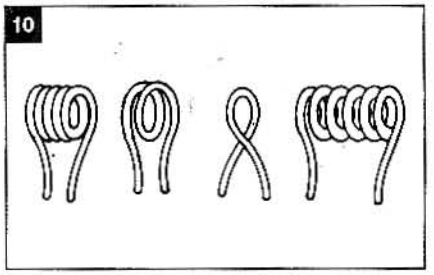
4 - Ubicar el generador para 108MHz así como el receptor, abriendo completamente el variable (mínima capacidad).

5 - Ajustar el trimmer CT103 hasta que la señal de 1kHz se pueda oir en el parlante.

6 - Repetir las operaciones tantas veces como sea necesario, hasta que no se necesite ajustar ni la bobina ni el trimmer de la sección osciladora.

Así las emisoras ya estarán en sus correspondientes lugares.

Ahora, sólo resta dar mayor sensibilidad a la captación de las emisoras.




Para esto, debemos calibrar la sección amplificadora de RF en la siguiente secuencia:

1 - Poner en posición el capacitor variable, en la mínima capacidad, o sea, todo abierto (108MHz).

2 - Ubicar en posición el generador de RF en la frecuencia de 108MHz.

3 - Ajustar el trimmer CT101, que está en paralelo con TR101, al máximo nivel de señal en el parlante, no olvidando que el nivel de señal del generador debe ser atenuado.

4 - Poner el capacitor variable en la máxima capacidad (todo cerrado = 88MHz).

5 - Poner el generador de RF en la frecuencia de 88MHz.

6 - Ajustar la bobina TR101 hasta conseguir el máximo de señal en el parlante.

7 - Repetir las operaciones anteriores, hasta que el cambio de la frecuencia de alta a baja, o viceversa, no exija más retoques.

OBSERVACION: AJUSTE DE LA BOBINA DEMODULADORA: la bobina demoduladora, según el principio de funcionamiento de FM, debe presentar en su salida una resultante nula, o sea, cuando la portadora de FI fuera exactamente 10,7MHz (sin modulación), no podrá haber ninguna variación de señal en la salida de esta etapa.

Es a partir de esta conclusión que, si ubicamos el generador de RF en 10,7MHz, deberemos obtener en la salida del demodulador de FM, una señal prácticamente nula, siempre que la bobina demoduladora (TR207) esté calibrada. Así, en un determinado punto de ajuste de esta última bobina de FM, entre dos niveles máximos habrá un cancelamiento casi total de la señal audible, siendo ahí el punto exacto de ajuste.

## Utilización del Generador de RF para la Televisión

El generador de RF será muy útil, de maneras diversas, en algunas etapas de televisión, sirviendo, principalmente, como inyector de señales.

Una de las formas de usarlo como inyector de señales es con la portadora de 4,5MHz, que servirá para investigaciones de la etapa de FI de sonido (interportadora de sonido), que posee, a partir de esta etapa, una gran semejanza con el circuito de FI de FM, difiriendo solamente en la frecuencia básica (10,7MHz a 4,5MHz). El resto de los circuitos como el limitador, demodulador, preamplificador y potencia son prácticamente iguales. Otra aplicación interesante del generador de RF es la de inyección de señales en el canal de FI de video, donde podremos visualizar interferencias en forma de barras dispuestas en sentido horizontal, bastando para esto ubicar el generador en alrededor de 45MHz.

## Calibrado de la Etapa de Audio del Televisor

Todo lo dicho en este artículo para el calibrado de FI de FM, podrá aplicarse aquí, con la diferencia de la frecuencia que se utiliza en televisión, que es de 4,5MHz.

El ajuste de la bobina demoduladora o de cuadratura, deberá hacerse de la misma manera que el ajuste para la demoduladora de radio, sólo que utilizando el patrón de 4,5MHz.

Los ajustes de la sección osciladora y de sintonía no podrán hacerse en el caso de la televisión, ya que la sintonía de determinada banda de frecuencias se hace en conjunto con la portadora de la señal de video en el selector de canales.

La utilización del generador de RF para calibrados parece ser una operación complicada y difícil de realizar, pero no es así. La práctica constante (los aparatos son en gran parte movidos antes de ser enviados para el mantenimiento), hará que todo este proceso aquí explicado, pueda ser realizado en pocos minutos, logrando que el equipo funcione igual o mejor que cuando salió de fábrica. ✪

# MAQUINA TRAGAMONEDAS

***Presentamos en este artículo un montaje fuera de serie, se trata de una máquina tragamonedas electrónica que, además de producir música, permite que pueda divertirse en su propia casa sin el riesgo de perder monedas de "verdad" como ocurre en el casino.***

Por Terence Irsigler
Adaptación: H. D. Vallejo

Los juegos electrónicos son montajes que atraen a un público bien definido y de los más representativos de nuestra revista.

Teniendo esto en cuenta, presentamos un tragamonedas electrónico que, además de ser totalmente aleatorio, produce música y tiene una ventaja: no lleva a la quiebra con el gasto de monedas "de verdad", como ocurre en el casino.

Con este simple equipo, usted podrá divertirse en su propia casa.

A quien desee tener su propia máquina de juego, aunque en una versión más modesta, simulando un casino, aquí le damos la oportunidad.

En este artículo le proponemos una máquina tragamonedas electrónica con 18 LEDs que se encienden en ciclos aleatorios, quedando, al finalizar el juego, sólo 3 de ellos encendidos.

La sucesión de los LEDs y, por lo tanto, el resultado final, es totalmente aleatorio, lo que significa que no podemos programarlos para ganar o perder.

La alimentación del circuito se hace mediante una tensión de 9V, que puede provenir tanto de una batería como de una fuente. Con batería tenemos una versión portátil y con fuente, una versión de funcionamiento fijo. En la figura 1 damos una sugerencia de fuente de alimentación.

## Cómo funciona

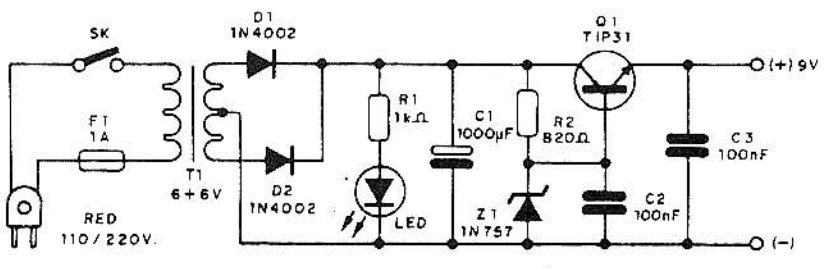
En el juego de tragamonedas de los casinos existe una máquina que, al ser accionada, produce 3 corridas de resultados -representados por frutas- deteniéndose en una determinada combinación.

Si las 3 frutas obtenidas al final del sorteo fueran iguales, el jugador gana un cierto número de fichas que son "vaciadas" por la máquina.

En nuestro caso, tenemos 3 carreras de 6 LEDs, que representan esas frutas y que corren aleatoriamente cuando se presiona el botón de partida.

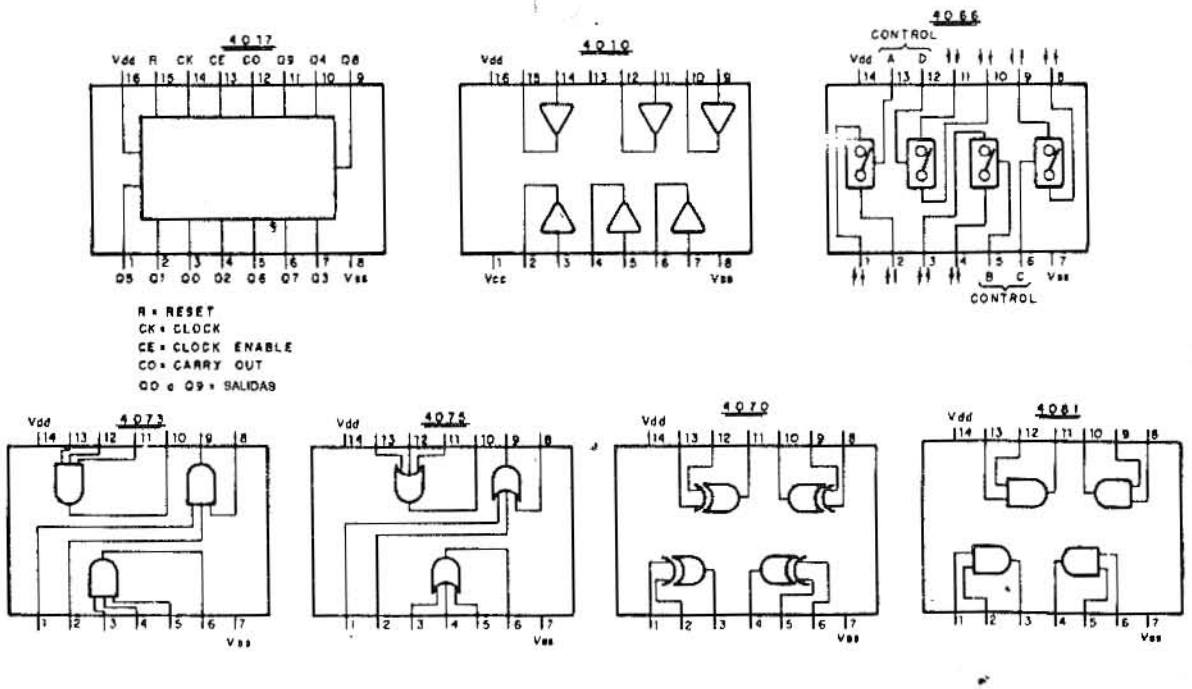
Al final del sorteo, 3 LEDs quedarán encendidos, uno de cada fila y, si hubiera coinciden-

1




*Sugerencia de fuente de alimentación.*

2




*Conexionado interno.*

## LISTA DE MATERIALES

*CI1 a CI3 - 4017 - circuitos integrados*
*CI4 a CI6 - 4010 - circuitos integrados*
*CI7 y CI8 - 4073 - circuitos integrados*
*CI9 - 4075 - circuito integrado*
*CI10 - 4081 - circuito integrado*
*CI11 - 4070 - circuito integrado*
*CI12 - 4066 - circuito integrado*
*CI13 - 7910 - circuito integrado*
*Q1 a Q3 - 2N2646 - transistores unijuntura*
*Q4 - BC558 o equivalente - transistor*
*Q5 - BC548 o equivalente - transistor*
*D1 a D5 - 1N914 o equivalente - diodos*
*R1 - 1kΩ x 1/8W - resistor (marrón, negro, rojo)*
*R2, R3, R8, R9 - 120kΩ x 1/8W - resistores (marrón, rojo, amarillo)*
*R4 a R6 - 220Ω x 1/8W - resistores - (rojo, rojo, marrón)*
*R7, R13, R17 - 47kΩ x 1/8W - resistores (amarillo, violeta, naranja)*
*R10 - 560Ω x 1/8W - resistor - (verde, azul, marrón)*
*R11, R14, R18 a R36 - 470Ω x 1/8W - resistores (amarillo, violeta, marrón)*
*R12 - 100kΩ x 1/8W - resistor (marrón, negro, amarillo)*
*R15 - 27kΩ x 1/8W - resistor (rojo, violeta, naranja)*
*R16 - 180Ω x 1/4W - resistor (marrón, gris, marrón)*
*C1, C2 - 4,7µF x 12V - capacitores electrolíticos*
*C3, C5, C8 - 1nF x 50V - capacitores cerámicos*
*C4 - 47µF x 12V - capacitor electrolítico*
*C9, C12, C14, C17 - 47µF x 16V - capacitores electrolíticos*
*C6 - 51pF x 16V - capacitor cerámico*
*C7 - 22nF x 16V - capacitor cerámico*
*C10 - 1µF x 16V - capacitor electrolítico*
*C11 - 56pF x 16V - capacitor cerámico*
*C13 - 2,2µF x 16V - capacitor electrolítico*
*C15 - 4,7µF x 16V - capacitor elecrolítico*
*C16 - 100µF x 16V - capacitor electrolítico*
*C18, C19 - 100nF x 16V - capacitores cerámicos*
*LED1 - LED rojo común*
*LED2 a LED19 - LEDs comunes (de colores diferentes para cada corrida)*
*Pte. - Parlante de 0,5W x 8 ohm*
*S1 - interruptor común de presión*

***Varios:***
*cable, soldadura, placa de CI doble faz, caja para montaje, etc.*

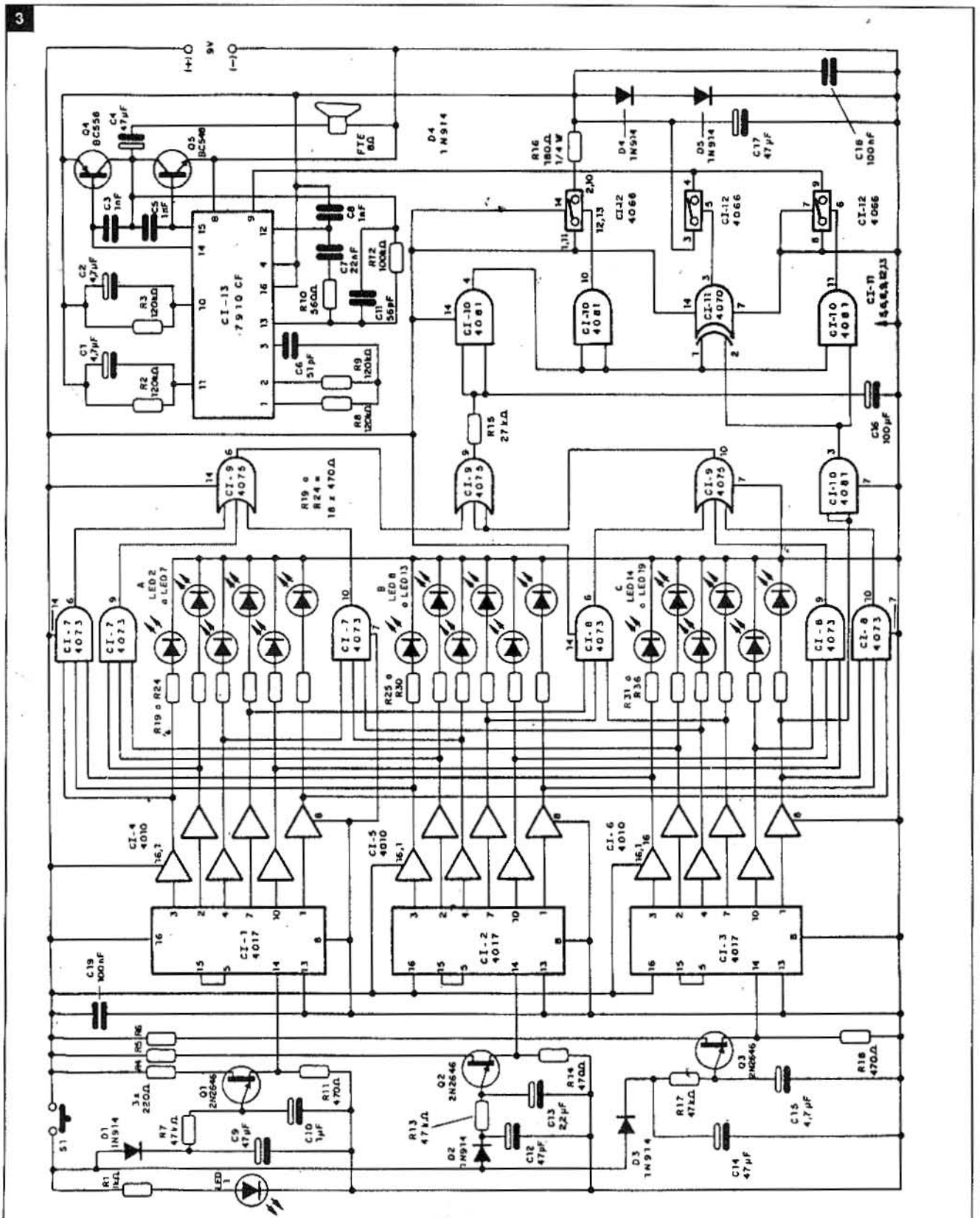
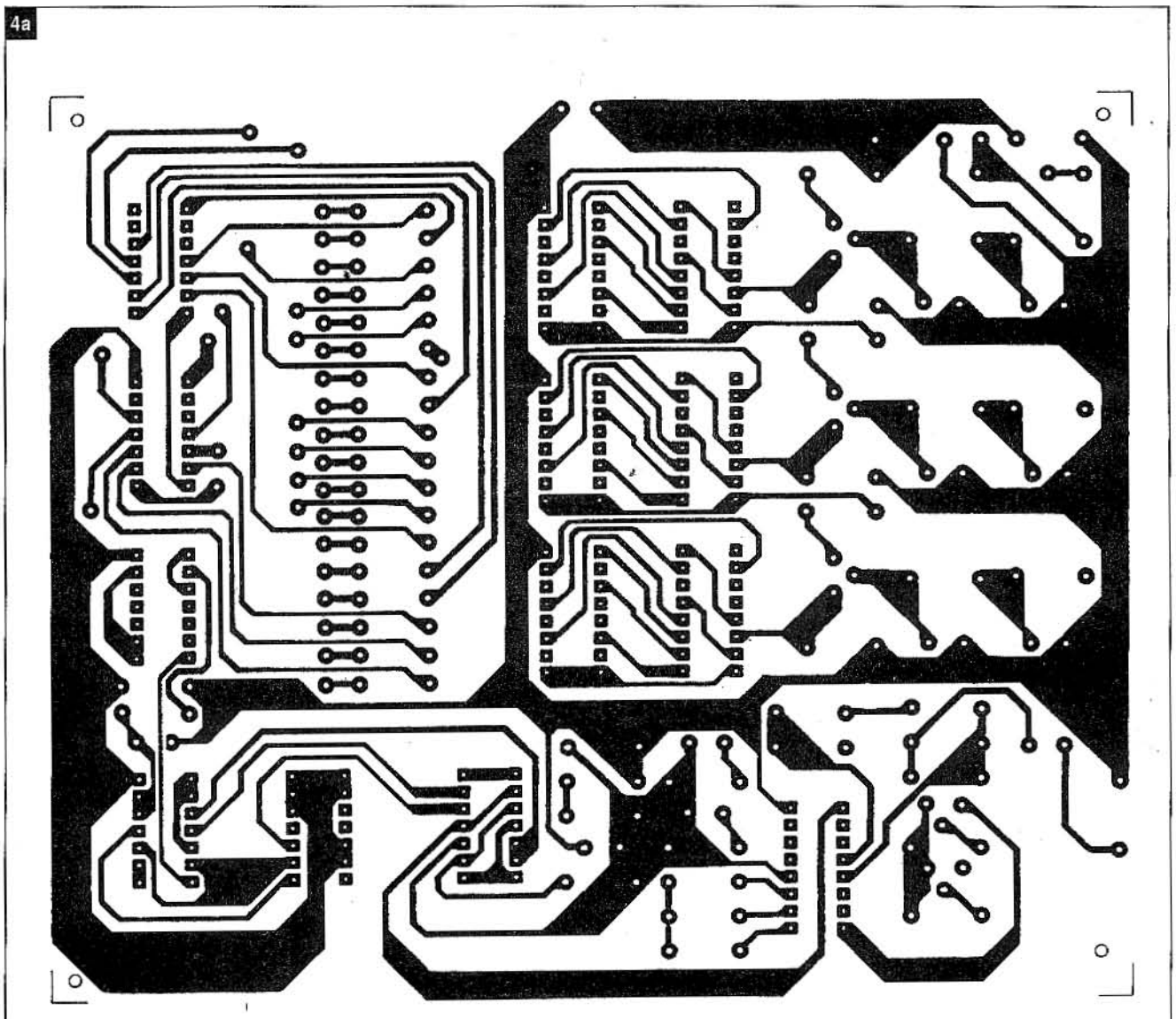



*Diagrama completo del aparato.*




*Placa de circuito impreso (1ª faz lado de las pistas).*

cia, se produce el disparo de un generador musical que indica lo sucedido.

El funcionamiento electrónico del sistema puede describirse de la siguiente manera:

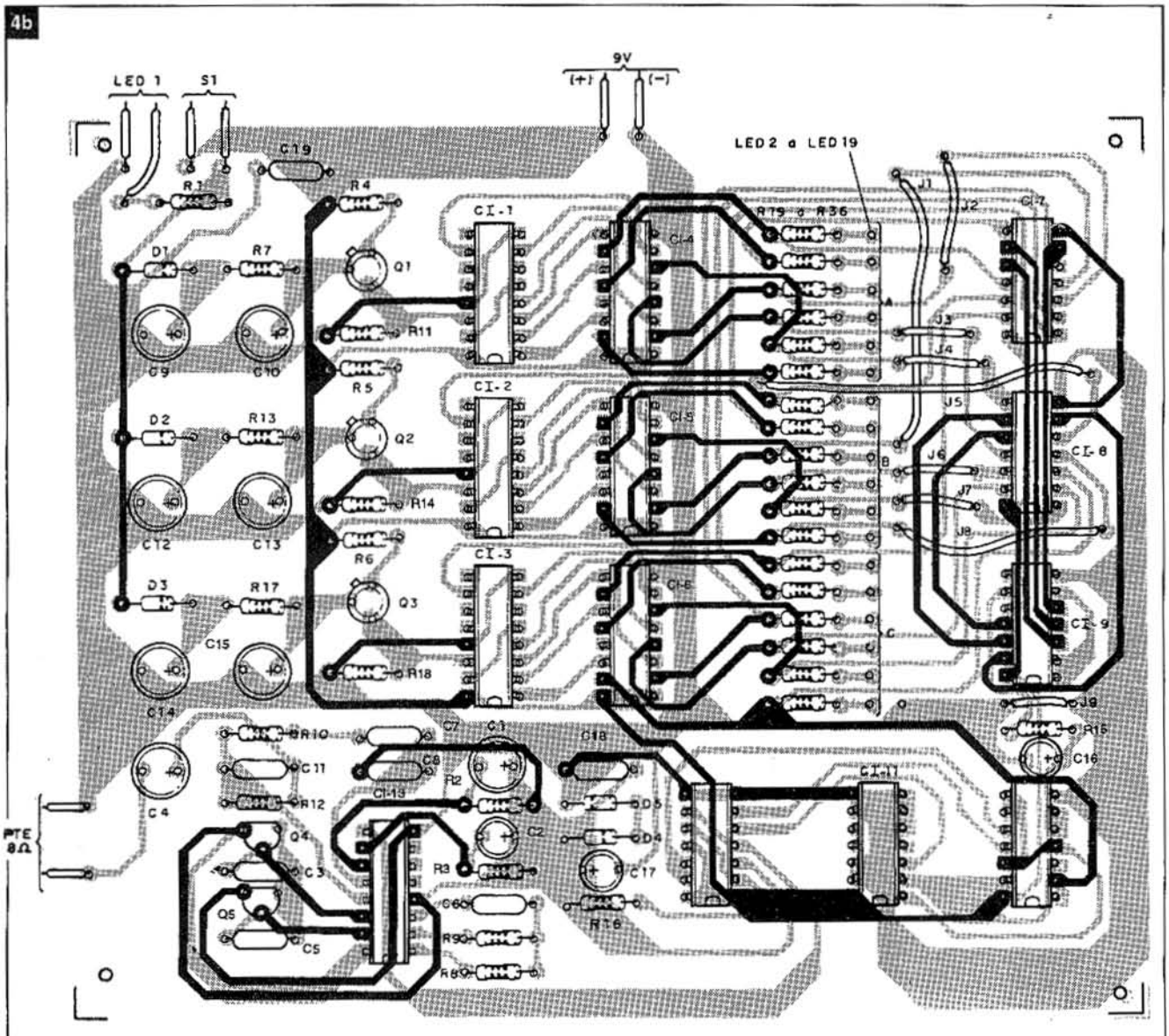
Al presionar S1, los capacitores C9, C12 y C14, de 3 osciladores de relajación con transistores unijuntura, se cargan para, luego, descargarse lentamente por el circuito de emisor, produciendo, de esta manera, números aleatorios de impulsos en la base B1 de cada transistor. El ciclo de descarga de cada uno de los capacitores está determinado por los resistores R7, R13 y R17 en un intervalo de tiempo que corresponde al "sorteo", o sea: al que se obtiene de una máquina tragamonedas como las de los casinos.

Observe que las tolerancias de los componentes y el tiempo de presión de S1 impiden no sólo que tengamos el control del número de pulsos de cada oscilador sino, también, que desconozcamos el momento exacto de su detención, lo que hace que el aparato sea absolutamente aleatorio.

Los pulsos se aplican a 3 contadores, pudiendo elevarse la cantidad hasta 6, y tienen por base el conocido integrado CMOS 4017.

En cada una de las 6 salidas programadas, tenemos LEDs indicadores conectados, los que forman las filas de sorteo, cada cual correspondiendo a una frutilla.

Para seguir, tenemos el circuito de reconocimiento de coincidencias, que tiene por base 6 circuitos integrados CMOS.




*Placa de circuito impreso (2ª faz y lado de los componentes).*

Este circuito tiene una acción retardada en el sentido de no hacer la detección mientras los LEDs se mantienen corriendo, pero tan sólo en su detención, y en caso de coincidencia, determinará cuál es la música que será ejecutada.

Finalmente, tenemos el circuito musical que tiene por base un integrado 7910, que consiste en un componente bastante complejo y que posee en su interior una matriz de memorias con dos melodias programadas: Para Elisa (Beethoven) y A Maidens's Players. Una de sus características notables es la de no poder alimentarse con más de 2V de tensión, por lo que el circuito posee un sistema reductor para esa finalidad.

El amplificador de audio tiene sólo dos transistores, Q4 y Q5, los que excitan un pequeño parlante con buena potencia.

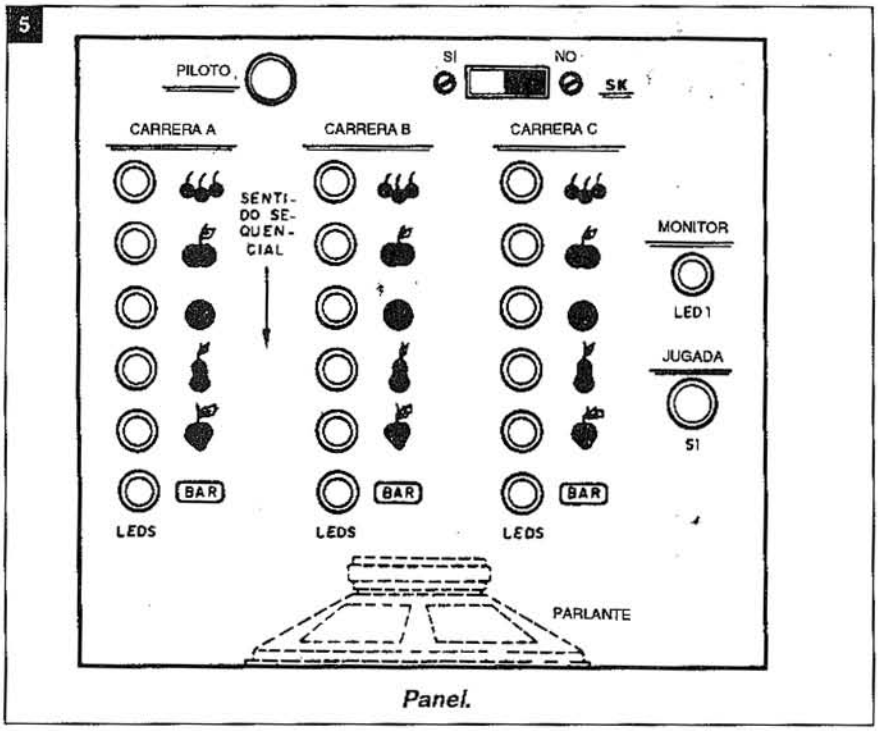
## Montaje

La figura 2 muestra las conexiones e identificaciones de los principales circuitos integrados usados en este proyecto.

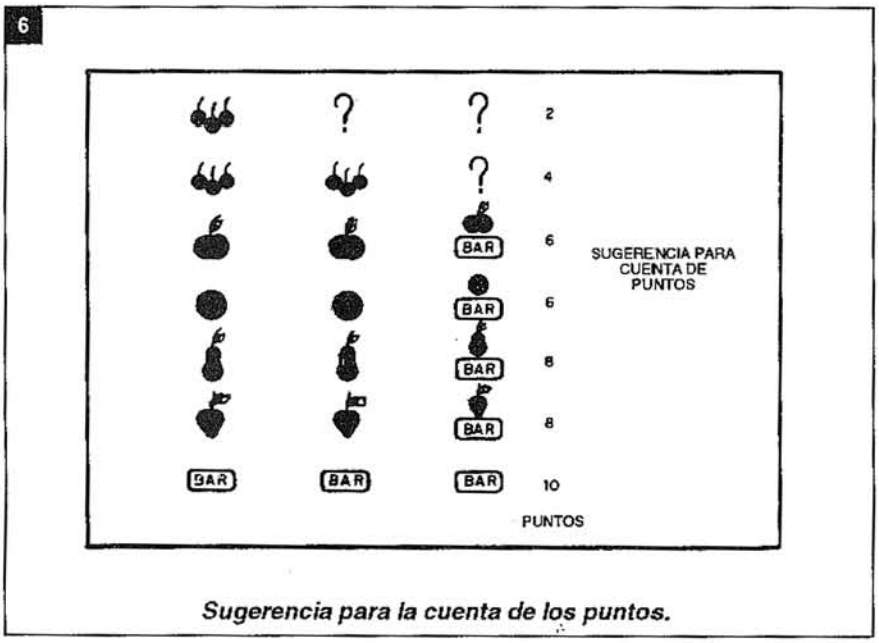
En la figura 3 tenemos el diagrama completo del aparato.

Dada la complejidad del proyecto, con innumerables conexiones que se cruzan y que exigirían muchos jumpers, optamos por el montaje en placa de doble faz (figura 4).

Como el circuito integrado 7910 es importado, es posible que resulte difícil encontrarlo en plaza, por lo que recomendamos que, antes de comenzar el




*Panel.*




***Sugerencia para la cuenta de los puntos.***

montaje, se asegure la posibilidad de conseguirlo o recurrir a un sustituto. Los demás componentes son comunes y fáciles de adquirir. Los resistores son todos de 1/8W, con excepción de R16, que debe ser 1/4 ó 1/2W, ya que trabajará con un ligero calentamiento.

Los electrolíticos pueden tener su tensión de trabajo a partir de los 12V, y los cerámicos desde 16V. Existen diversas equivalencias para Q4, tales como: BC307, BC308, BC327, BC328, BC557, etc.

Para Q5 pueden usarse los siguientes equivalentes: BC238, BC239, BC337, BC338, BC547, etc. Los transistores Q1, Q2 y Q3 son del tipo unijuntura 2N2646 y no admiten equivalentes.

Los diodos son de silicio, de uso general como el 1N914 y el 1N4148. Si faltaran los originales, pueden reemplazarse por el 1N4001 y el 1N4002.

Para los integrados, sugerimos la utilización de zócalos. Algunos componentes deben soldarse en ambas caras de la placa de circuito impreso.

Observe que en la placa existen números del 1 al 8 que deben conectarse por medio de jumpers aislantes. Los números corresponden a pares, lo que significa que debe conectarse el 1 con el 1, el 2 con el 2, y, así, sucesivamente.

## Prueba y uso

Antes de efectuar cualquier prueba, verifique todo el montaje: posición de los componentes, soldaduras, valores, conexiones, etc. Si todo estuviera en orden, prosiga con la prueba.

Inicialmente, conecte SK (interruptor de la fuente); el LED piloto deberá encenderse, juntamente con un LED de cada corrida.

Oprima S1. Inmediatamente el LED1 emitirá luz y se apagará al soltar S1 y, así, los demás LEDs comenzarán a secuenciar, deteniéndose después de algunos segundos. Sólo 3 LEDs se mantendrán encendidos, uno de cada corrida, indicando el final del sorteo. En la figura 5 tenemos la sugerencia de panel para el montaje.

Al acertar en 3 frutas iguales, el aparato debe emitir una música. Si se acierta en los 3 LEDs marcados con "BAR", la música será diferente y el premio a obtenerse será el premio máximo.

En la figura 6 sugerimos una tabla para la cuenta de puntos.

Para tener un efecto secuencial diferente, es suficiente substituir C12 por otro de 100mF, y alterar C14 a 150mF. En este caso, las corridas de LEDs tenderán a detenerse en tiempos distintos.

Tenga en cuenta que no es fácil acertar las 3 frutas de la misma fila, ¡¡pero no se desanime!!

Si quiere divertirse con sus amigos, use fichas de apuestas; se las lleva todas el que acierta las frutas iguales. ✪

# SIMULADOR OPTICO SIN RELE

***Frecuentemente nos encontramos con la necesidad de simular la presencia de una persona en una vivienda o encender lámparas de un local o un jardín cuando oscurece y apagarlas automáticamente al amanecer. El proyecto que presentamos resulta más interesante aún si tenemos en cuenta que el conmutador de potencia es un Triac.***

Por Newton C. Braga
Adaptación: Horacio D. Vallejo

Este sistema puede encender lámparas comunes de un jardín, vidriera o residencia cuando oscurece, y apagarlas automáticamente al amanecer.

El sistema no tiene relé, pues se basa en el uso de un acoplador óptico y un triac, que permite el control de cargas de hasta 8A, tanto en la red de 110V como de 220V.

Un interruptor crepuscular no significa sólo la comodidad de no necesitar preocuparnos por la hora de encender o apagar las luces de un jardín, vidriera u otro lugar al oscurecer y al amanecer, sino, también, una buena economía de energía.

El sistema que describimos en este artículo, además de eficiente, utiliza pocos componentes y no tiene un montaje crítico, presentando excelente sensibilidad.

También podemos usarlo como un simulador de presencia en una residencia, alimentando una luz de la entrada o del jardín, la que se encenderá o apagará, automáticamente, en los horarios apropiados, cuando el propietario esté ausente.

### Características

- Tensión de alimentación: 6Vcc, 110/220V c.a.
- Potencia máxima controlada: 8A.

El sensor es un LDR que tiene sensibilidad controlada por medio de un potenciómetro en serie.

El capacitor en paralelo con el potenciómetro Cx determina la inercia del sistema al disparo, lo que es importante para evitar que el aparato conecte de modo errático durante una tormenta con rayos a la noche, o, bien, encienda de modo errático con el pasaje de una sombra sobre el sensor durante el día.

El valor de este capacitor puede obtenerse experimentalmente entre 2,2 y 220µF.

El sensor está conectado a la entrada de un disparador CMOS 4093 que lo conmuta rápidamente y acciona otras tres puertas disparadoras, funcionando como buffer y amplificador digital.

Estas puertas tienen como carga el diodo emisor infrarrojo de un fotodisparador.

El receptor de este fotodisparador es un diac, que será conectado directamente a la compuerta (gate) de un triac, que, a su vez, es el control de potencia del circuito.

Observe que existe una aislación total entre el circuito de control de la carga y el circuito sensor.

1

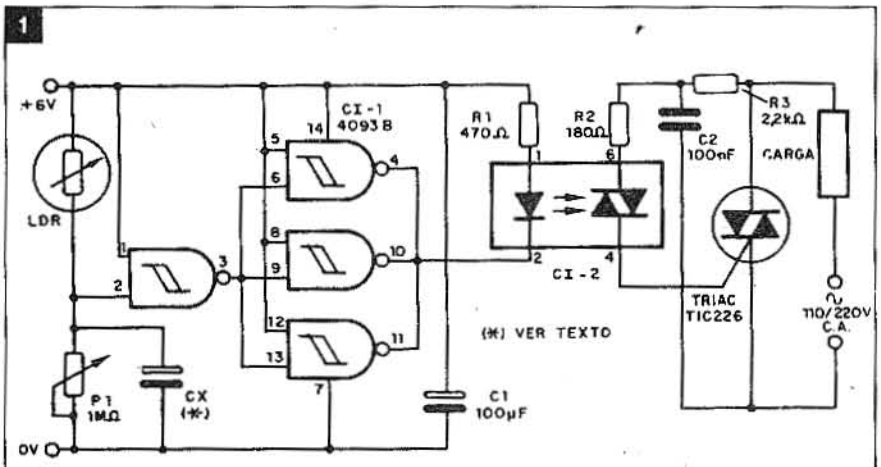
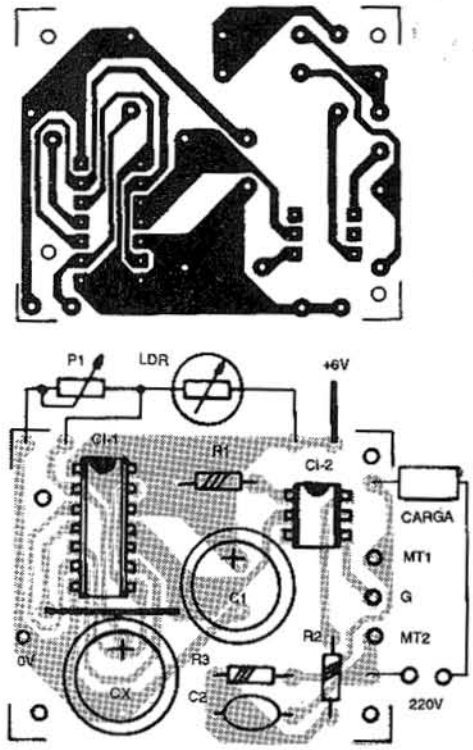



*Diagrama del aparato.*

2




*Placa de circuito impreso.*

Esta característica es importante para obtener mayor seguridad en el accionamiento, con cables de baja tensión completamente aislados de la red.

En la figura 1 tenemos el diagrama completo del aparato.

La figura 2 muestra la disposición de los componentes en una placa de circuito impreso.

Para el disparador óptico tenemos dos posibilidades de uso: para la red de 220V puede usarse el MOC3020, y para la red de 110V el MOC3010. El triac puede ser el TIC226, con sufijo D, si la red fuera de 220V, y debe ser dotado de un buen disipador de calor. También pueden utilizarse Triacs para corrientes mayores.

Los resistores son todos de 1/2W y los capacitores electrolíticos para 12V o más. El capacitor C2 debe ser de poliéster, con una tensión de trabajo de, por lo menos, 200V. Para el circuito integrado 4093B recomendamos el uso de un zócalo DIL de 14 pins.

El sensor puede ser cualquier LDR común redondo de 1 ó 2,5cm. Este sensor debe quedar lejos de las lámparas controladas y apuntando al cielo, de modo de recibir solamente luz natural.

Recomendamos su colocación en un pequeño tubo de material opaco para que no haya captación de luz que incida lateralmente.

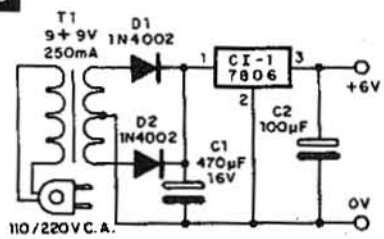
Para probar el aparato basta conectar una lámpara como carga y alimentar el sector de alta y baja tensión. Para el sector de baja tensión, en la figura 3 tenemos una sugerencia de fuente de alimentación.

Después, dejamos incidir luz en el sensor y ajustamos lentamente P1 hasta que la lámpara usada como carga se apague. Cubriendo por un instante el LDR, la lámpara debe encenderse.

El intervalo que se produzca va a depender del valor de Cx.

Comprobado el funcionamiento del aparato sólo resta hacer su instalación definitiva, recordando que no deben usarse lámparas fluorescentes como carga. ✪

3




*Fuente de 6V para el circuito sensor.*

## LISTA DE MATERIALES

***Semiconductores:***

*CI1 - 4093B - circuito integrado CMOS*
*CI2 - MOC3010 ó 3020 - fotodisparador - ver texto*
*Triac - TIC226B o D - triac*

***Resistores (1/2W, 5%):***

*R1 - 470Ω*
*R2 - 180Ω*
*R3 - 2,2kΩ*
*P1 - 1MΩ - potenciómetro lin o log*

***Capacitores:***

*C1 - 100µF - electrolítico de 12V*
*C2 - 100nF - poliéster*
*Cx - 2,2 a 220µF - electrolítico de 12V - ver texto*

***Varios:***

*LDR - LDR redondo común*
*Placa de circuito impreso, caja para montaje, soportes para los integrados, disipador de calor para los triacs, cables, soldadura, perilla para el potenciómetro, etc.*

# PROBADOR DE FLY-BACK CON FET DE POTENCIA

***Es común encontrar un probador de fly-back usando transistores bipolares comunes. Damos ahora una versión que tiene por base los modernos FETs de alta potencia que, además de simplificar este tipo de montaje, otorga más eficiencia al aparato. El circuito es de gran utilidad para los que se dedican a la reparación de televisores.***

Por Newton C. Braga

1

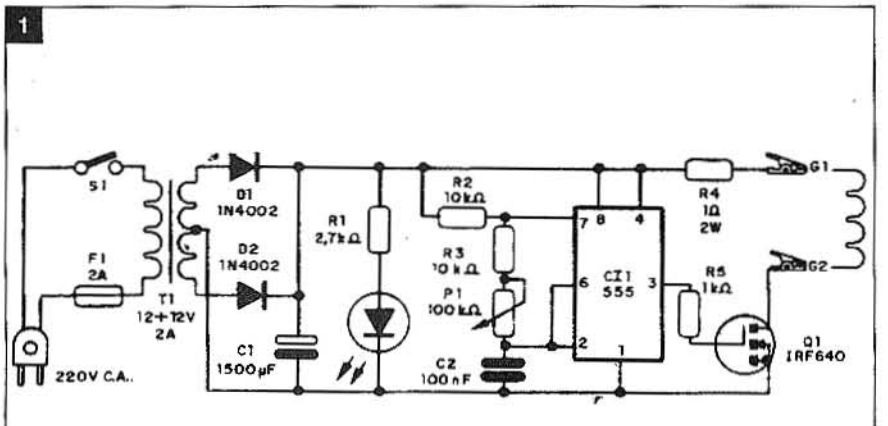
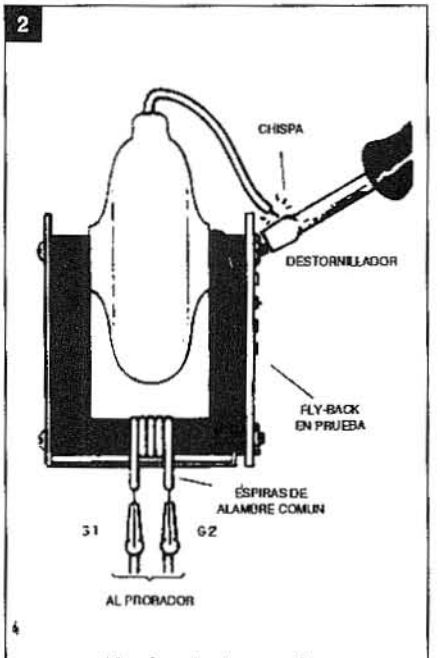



*Diagrama completo del probador de fly-back.*

2




*Haciendo la prueba de un fly-back.*

La prueba del fly-back es fundamental para la detección de los defectos de las etapas de salida de alta tensión de los televisores.

Sin embargo, las pruebas estáticas, que se resumen como las medidas de resistencia de arrollamientos, no pueden revelar situaciones anormales, tales como fugas o cortos entre espiras.

De esta manera, un fly-back que al ser examinado con un multímetro común no presenta fallas, podrá no funcionar cuando se lo utiliza para su aplicación normal.

La prueba del fly-back debe ser dinámica, con la aplicación de una señal de alta potencia con frecuencia de entre 2 y 20kHz, con lo que debe verificarse la generación de altas tensiones y eventuales fugas. El circuito que proponemos emplea un transistor de efecto de campo de potencia , lo que simplifica el proyecto y garantiza una excelente eficiencia.

Con este circuito podemos hacer que los fly-backs se vean obligados a producir alta tensión aunque las etapas correspondientes del televisor estén inoperantes y, así, verificar si este componente está fun-

aplica, vía R5, a la compuerta de un FET de potencia.

En el mismo instante en que la compuerta (gate) llega al nivel alto, el FET conduce la corriente; en estas condiciones, la resistencia entre el drenaje (d) y la fuente (s) cae a una fracción de ohm, pudiendo fluir una corriente muy intensa.

Esta corriente será aplicada al fly-back en prueba por medio de algunas espiras de cable arrolladas en su núcleo.

Con esto podemos tener inducción de alta tensión en el secundario, lo que nos permite comprobar si el componente está o no en buen estado, como lo sugiere la figura 2.

El resistor R4 limita la corriente en el circuito a un valor seguro para que el transistor no tenga que consumir excesiva potencia.

La fuente de alimentación del circuito consiste en un transformador que baja la tensión de la red a 12V. Luego de la rectificación por D1 y D2 y el filtrado por C1, se obtiene alrededor de 16V que alimenta el circuito.

El rendimiento es bueno ya que la corriente en el fly-back tendrá picos que llegan a los 2A.

## Montaje

La disposición de los componentes en una placa de circuito impreso se muestra en la figura 3.

El FET de potencia debe ser dotado de un buen disipador de calor y el circuito integrado debe montarse en un zócalo. Para la conexión al fly-back en prueba, dejamos dos cables de 40 a 80 cm con puntas cocodrilo.

El transformador tiene arrollamiento primario de acuerdo con la red local y secundario de 12 + 12V con, por lo menos, 2A.

El electrolítico del filtro debe tener una tensión de trabajo de 25V, como mínimo.

En la figura 4 tenemos una sugerencia de caja para el montaje del aparato.

## Prueba y uso

Para probar el aparato se precisa un fly-back en buen estado. La conexión debe hacerse como muestra la figura 2.

En este caso, el arrollamiento de prueba consiste entre 3 y 5 espiras de cable común, o un poco más, enlazadas al núcleo de ferrite.

Accionando S1 y ajustando P1 debe surgir la producción de alta tensión, la que puede ser detectada con una llave de tuercas.

Si todo está bien, debe producirse un chispazo (arco).

Si la bobina tuviese problemas como, por ejemplo, fugas, aparecerá un ruido como de fritura y un fuerte olor a ozono.

A veces podemos hasta visualizar estas fugas entre las espiras del arrollamiento.

En este caso, la alta tensión será reducida.

Si no hubiera alta tensión pero el ruido de oscilación aparece cuando variamos P1, esto es señal de que el componente (fly-back) tiene espiras en corto.

También puede ocurrir que el arrollamiento se haya interrumpido; en este caso, tendremos oscilación pero no alta tensión.

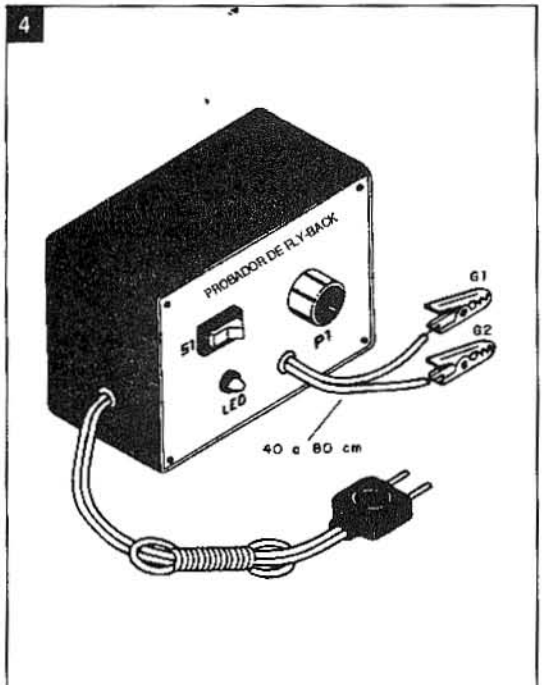
En algunos casos, la presencia de fugas (arcos) al exterior puede corregirse con la aplicación de resina por ejemplo, cera de vela.

Estas fugas también pueden reducirse con una limpieza con solvente.

Para usar, basta arrollar las espiras en el núcleo y conectar el aparato.

Para probar el fly-back con este aparato, no es necesario retirarlo del televisor. ✪

4




*Sugerencias de montaje en caja estándar.*

### LISTA DE MATERIALES

***Semiconductores***

*CF1 - 555 - circuito integrado*
*Q1 - IRF640 o equivalente - FET de potencia*
*D1, D2 - 1N4002 o equivalentes - diodos de silicio*
*LED1 - LED rojo común*

***Resistores (1/8W, 5%)***

*R1 - 2,7kΩ*
*R2, R3 - 10kΩ*
*R4 - 1Ω x 2W - resistor de alambre*
*R5 - 1kΩ*
*P1 - potenciómetro de 100kΩ*

***Capacitores***

*C1 - 1500µF - electrolítico de 25V*
*C2 - 100nF - poliéster o cerámico*

***Varios***

*S1 - interruptor simple*
*F1 - fusible de 2A*
*T1 - transformador con primario según la red local y secundario de 12 + 12V x 2A*
*G1 - G2 - clip cocodrilo*

*Placa de circuito impreso, caja para montaje, cable de alimentación, soporte para fusible, cables, soldadura, etc.*

# DECODIFICADOR DE TONO

***Encontrará en este artículo, muchas aplicaciones interesantes para reconocer una señal de determinada frecuencia. Se trata de un módulo que reconoce frecuencias en la banda de 100Hz a 100kHz..***

Por Newton C. Braga
Adaptación: H. D. Vallejo

1

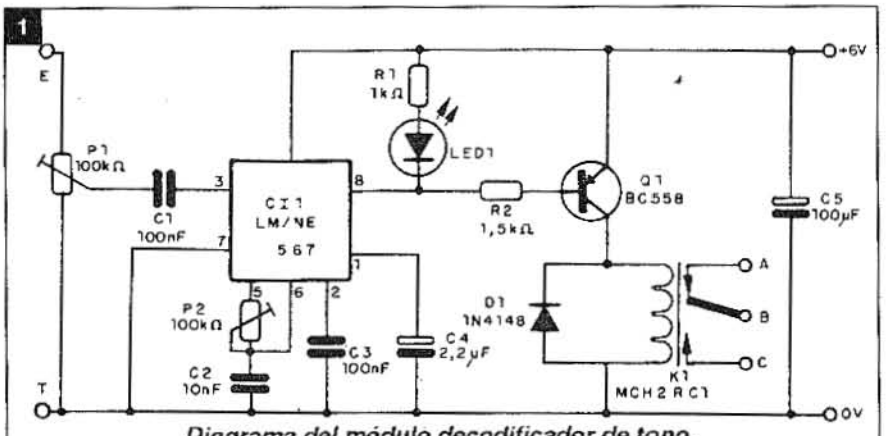
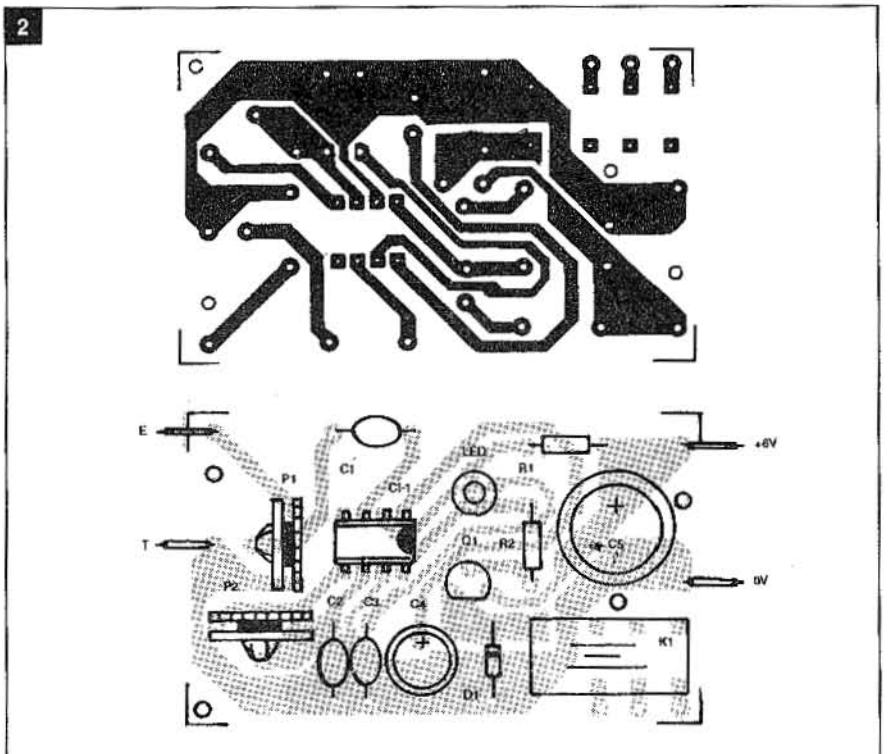



*Diagrama del módulo decodificador de tono.*

2




*Placa de circuito impreso del módulo.*

Un módulo que reconoce tonos de frecuencias en la banda de 100Hz a 100kHz puede tener muchas utilidades en sistemas de control remoto, alarmas, automatismos, etc.

En este artículo describimos el montaje de un módulo simple que usa sólo un integrado y que tiene excelente selectividad y bajo consumo.

Existen muchas aplicaciones interesantes para un circuito que reconoce una señal de determinada frecuencia, como por ejemplo:

- En sistemas de control remoto podemos usar un filtro para cada canal. Para esto, sólo basta modular el transmisor con la frecuencia correspondiente.
- En automatismos podemos emitir comandos por medio de tonos que fácilmente actuarían sólo sobre un determinado circuito.
- En alrmas, el uso de un tono en barreras infrarrojas o modulando ultrasonidos dificulta la violación de parte de intrusos.

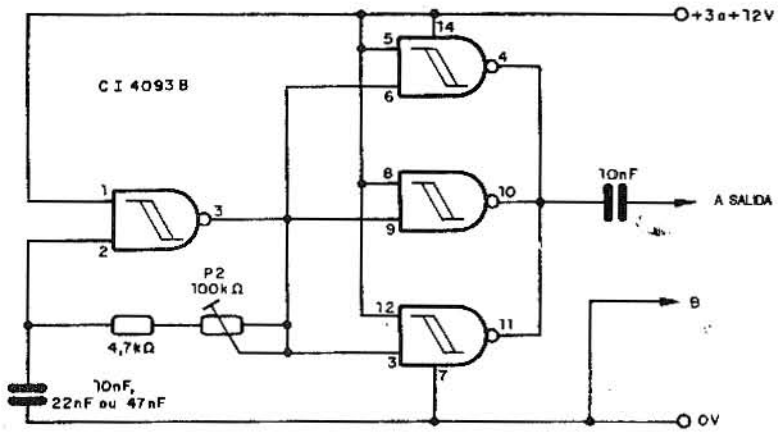
El módulo que describimos en esta nota es simple, compacto y tiene excelente selectividad, pudiendo ser ajustado para reconocer tonos en la banda de 100Hz a 100kHz.

En la salida tenemos el accionamiento de un relé, lo que permite el control directo de alta potencia y el monitoreo por medio de un Led.

La alimentación del circuito es de, apenas, 6V.

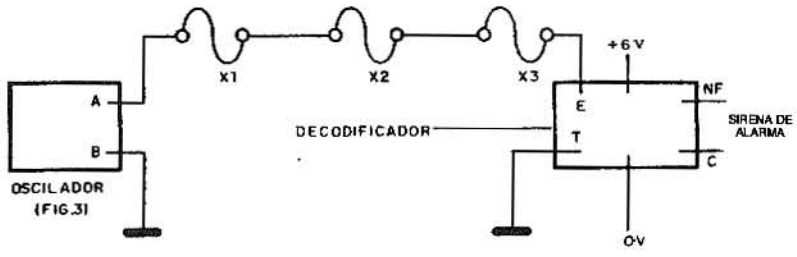
Esto lo hace de fácil utilización en modelos radio-controlados y en otros equipos alimentados a pilas.

3




*Oscilador de ajuste para el decodificador.*

4




*X1, X2 y X3 son sensores que, si se los interrumpe, producen el disparo de la alarma.*

## LISTA DE MATERIALES

***Semiconductores***
*CI1 - LM567 o NE567 - circuito integrado PLL*
*Q1 - BC558 - transmisor PNP de uso general*
*LED1 - LED rojo común*
*D1 - 1N4148 o equivalente - diodo de silicio*

***Resistores***
*R1 - 1kΩ*
*R2 - 1,5kΩ*
*P1, P2 - trim-pot de 100kΩ*

***Capacitores***
*C1, C3 - 100nF - cerámico o poliéster*
*C2 - 10nF - cerámico o poliéster*
*C4 - 2,2µF - electrolítico de 12V*
*C5 - 100µF - electrolítico de 12V*

***Varios***
*K1 - MCH2RC1 - relé Metaltex de 6V o equivalente*
*Placa de circuito impreso, zócalo para el relé y el circuito integrado, cables, soldaduras, etc.*

**Características**

- Tensión de alimentación: 6V
- Consumo en reposo: 10mA (tip)
- Consumo máx.: 100mA (relé accionado)
- Banda de frecuencias: 100Hz a 100 kHz
- Tipo de decodificación: PLL
- Controles: 2 (sensibilidad y frecuencia)

## Cómo funciona

El circuito se basa en un filtro PLL con el NE/LM567, cuyo funcionamiento completo será oportunamente abordado en esta revista.

En la figura 1 tenemos el diagrama completo del módulo decodificador.

La señal de audio en la banda indicada, con intensidad de 20 a 200mV, se aplica a la entrada de un trim-pot que permite controlar su sensibilidad.

El trim-pot P2, en conjunto con C2, deteminan la frecuencia que el circuito integrado PLL va a reconocer.

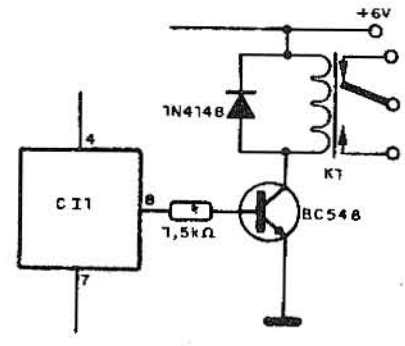
El ajuste puede hacerse en una amplia banda de valores, lo que facilita bastante el uso del módulo.

Cuando el circuito integrado tiene en su entrada una frecuencia que no reconoce, su salida (en el pin 8) se mantiene en el nivel alto, y con esto el Led permanece apagado.

En estas condiciones, el transistor Q1 se polariza en el corte y el relé se mantiene sin energía.

Cuando el PLL reconoce la señal para la cual está sintonizado, su salida se diri-

5




*Alteración para dar energía al relé en ausencia de tono.*

ge inmediatamente al nivel bajo, con lo que el LED se enciende. En el mismo instante, el transistor Q1 llega a la saturación, dándole energía al relé, que cierra sus contactos.

Tan pronto como la señal de entrada desaparezca o cambie de frecuencia, el circuito deja de reconocerla y el relé vuelve a quedar sin energía.

## Montaje

En la figura 2 observamos una sugerencia de placa de circuito impreso para un módulo decodificador de tono.

Mientras tanto, para un sistema de control remoto multicanal, por ejemplo, pueden encontrarse diversos módulos y conectarlos en paralelo.

Esta placa prevé un relé del tipo MCH2RC1, de Metaltex, que posee un conexado compatible con los circuitos integrados en envoltura DIL de 16 pins. Sin embargo, utilizando un relé de mayor potencia, como el G1RC1, de 10A, el lay-out del módulo debe ser alterado.

El circuito no debe ser alimentado con tensiones mayores que 10V. El LED es opcional y puede ser de color rojo. Para la entrada de la señal puede usarse un par de terminales o un jack (E y T).

## Prueba y uso

Para probar el aparato puede montarse un oscilador de prueba como, por ejemplo, el mostrado en la figura 3.

La frecuencia se ajusta con el trim-pot o el potenciómetro.

Conecte este oscilador a la entrada del decodificador y ajuste P2 lentamente, hasta que la señal sea reconocida. P1 debe estar en una posición media.

Reduzca la sensibilidad del módulo hasta llegar al umbral de reconocimiento y cuando ajuste P2, intente nuevos puntos en los que la señal pueda ser reconocida, ya que es posible que la señal sintonizada sea una armónica.

Si no encuentra ninguna señal, vuelva al ajuste original.

Con esto, el aparato está listo para usar.

Una sugerencia interesante es una alarma en la que la interrupción de la cadena de transmisión de la señal provoca la apertura del relé, con la alimentación de una carga externa, tal como muestra la figura 4.

Observe que en esta aplicación los contactos usados son los NC.

Para usar los contactos normalmente abiertos, basta invertir la posición del relé y del diodo, además se debe reemplazar Q 1 por un NPN equivalente, conforme al circuito mostrado en la figura 5.

Este circuito actúa "al contrario", cerrando el relé cuando la señal de entrada deja de ser reconocida.

# PROTECCION ELECTRONICA PARA MOTORES ELECTRICOS

***En motores trifásicos como los empleados en bombas elevadoras de agua o cualquier otra maquinaria, la falta de una fase puede provocar su destrucción. En este montaje encontrará un sistema de protección de armado sencillo provisto de un sistema indicador de alarma compuesto por seis diodos emisores de luz.***

Por Pedro E. Junqueira

Se trata de una aplicación de relés en electrotécnica. El circuito presentado en la figura 1 sirve para motores de 7C.V. (unos 2.5kw) en redes trifásicas.

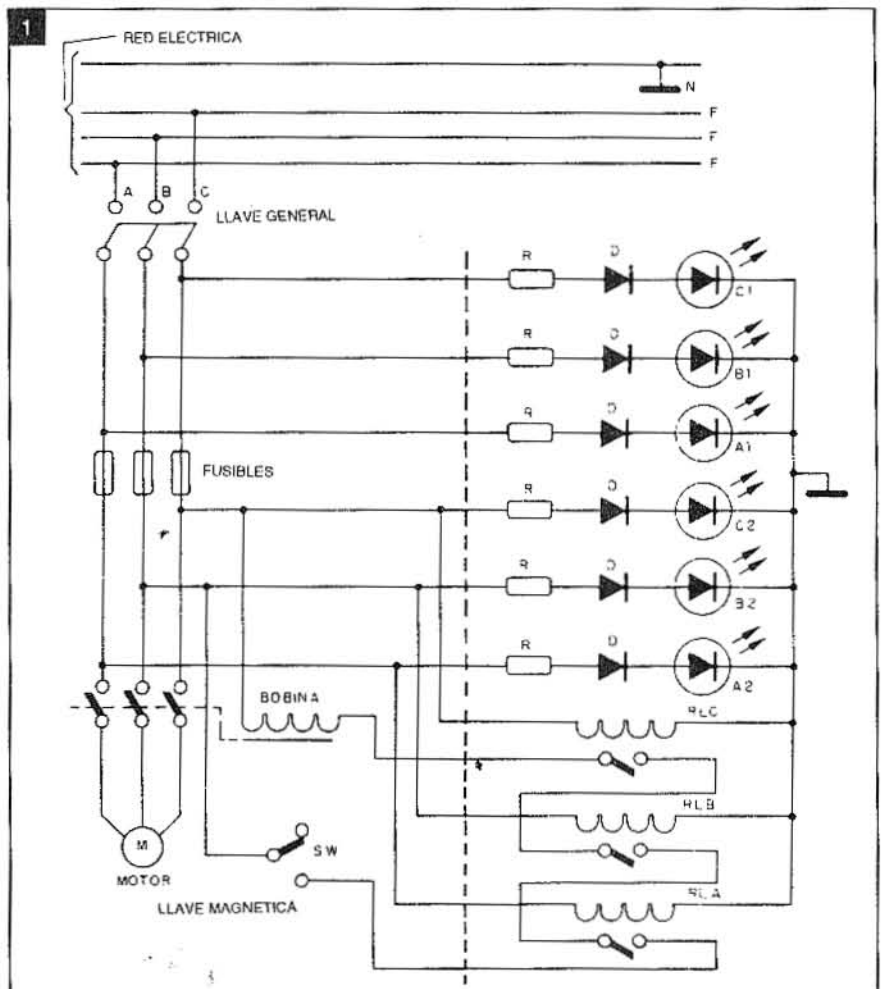
El circuito sirve no solamente a la parte de arranque y detención sino, también, protección contra la quema de fusibles y subtensión.

Trabajando en conjunto con la llave magnética tenemos la unidad de protección y alarma, que está formada por tres relés y seis indicadores.

Analizando el funcionamiento de la llave magnética y de la unidad de protección y alarma tenemos: la bobina de la llave magnética, que funciona por las llaves B y C, y está en serie con los contactos de los relés RLA, RLB y RLC.

Las bobinas de estos relés de protección están conectadas entre las fases A, B, C y el neutro.

Si se quema el fusible de la fase A, por ejemplo, el RLA es desactivado, interrumpiéndose el circuito de la bobina de la llave magnética, lo que provoca que la llave magnética se desactive y el motor se desconecte.




*Circuito completo del aparato.*

Un examen atento del circuito revela que la falta de cualquier fase desactiva el relé de protección correspondiente, y esto ocasiona la apertura de la llave magnética provocando la desconexión del motor.

Si la tensión cae por debajo del valor mínimo admisible por el motor, puede haber sobrecarga y, en consecuencia, una quema de fusibles.

Los relés de protección deben ser elegidos de modo de que sean desactivados en cuanto la tensión caiga a un valor por debajo del mínimo especificado para el motor.

La unidad de protección es también de alarma.

La falta de cualquier fase en el motor (por quema de fusible o falla de red pública) es informada por la unidad.

**Ejemplo:**

Faltando la fase A, por falta de red pública, se apagan los LEDs A1 y A2.

Si la falta de esta fase se verifica por quema del fusible, se apaga solamente el LED A2.

Si hubiera una falta total de energía se apagarían todos los LEDs.

Si esto fuera consecuencia de la quema de los tres fusibles al mismo tiempo, se apagarían los LEDs A2, B2, y C2.

Los relés RLA, RLB y RLC deben poseer bobinas de 220V c.a. y sus contactos deben soportar tensiones de 420V c.a.

El valor de R se encuentra mediante la siguiente fórmula:

$$R = \frac{V - 2}{0{,}05} = \frac{110-2}{0{,}05} = 2.160\Omega$$

o sea, el resistor R tendrá el valor de 2,2kΩ

Y para calcular la potencia del resistor se usa:

$P = R\,I^2$, y por lo tanto

$2.200 \,.\, (0{,}05)^2 = 5{,}5W$

o sea, la potencia del resistor R será, como mínimo, de 10W.

En cuanto al diodo D, puede ser usado el 1N4005 ó cualquier otro equivalente. ✪

# MICROCONTROLADOR DE 8 BITS 80C51

## Parte I

***Los microcontroladores son utilizados en una enorme gama de aplicaciones prácticas en el mundo moderno. Estas aplicaciones van desde la instrumentación médica e industrial hasta aparatos para grandes consumidores y de uso automotriz. Una de las familias más importantes de microcontroladores de 8 bits es la que tiene por base el 8051, de Philips Components, y otros modelos específicos para ciertas aplicaciones, como el 80C51, que es, justamente, el tema central de este artículo. En él focalizaremos las aplicaciones de este microcontrolador, su estructura interna y sus funciones. Más informaciones sobre este componente, y todos los que forman parte de su familia, pueden obtenerse en el mismo manual de Philips.***

Por Newton C. Braga

La familia de microcontroladores y periféricos que tienen por base el 8051 está basada totalmente en el patrón industrial para 8 bits, de alta performance, teniendo una arquitectura optimizada para aplicaciones en control secuencial en tiempo real.

Los componentes de esta familia encuentran aplicaciones que van desde el control de máquinas industriales y de instrumentación hasta el control automotriz. Los dispositivos de la serie pueden obtenerse en versiones con ROM o EPROM internas o, solamente, con la CPU.

Con excepción de la 83C751, todos los dispositivos de esta familia pueden manejar hasta 64 bytes, tanto de programa como de memoria de datos.

En la tabla 1 tenemos los dispositivos que componen esta familia de microcontroladores.

El 8051, que es el elemento básico, contiene las siguientes funciones:

- CPU de 8 bits optimizada para aplicaciones de control.
- Capacidad de procesamiento "Booleana extensiva" (álgebra de Boole), lógica de bit único.
- 32 líneas bidireccionales e individualmente dirigibles de entrada y salida (I/O).
- RAM de datos de 128 bytes on-chip.
- Dos temporizadores / contadores de 16 bits.
- UART duplex completa.
- 5 entradas de interrupciones con dos niveles de prioridad.

*Tabla I - 8051 Familia de microcontroladores*

| Nombre | Versión sin ROM | Versión con EPROM | BYTES ROM | BYTES RAM | TIMERS 16 bits | Tipo de Circuito |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 8051 | 8031 | | 4k | 128 | 2 | NMOS |
| 80C51 | 80C31 | 87C51 | 4k | 128 | 2 | CMOS |
| 8052 | 8032 | | 8k | 256 | 3 | NMOS |
| 80C52 | 80C32 | 87C52 | 8k | 256 | 3 | CMOS |
| 80C053 | | 87C054 | 8k | 192 | 2 | CMOS |
| 83CL410 | 80CL410 | | 4k | 128 | 2 | CMOS |
| 83C451 | 80C451 | 87C451 | 4k | 128 | 2 | CMOS |
| 83C528 | 80C528 | 87C528 | 32k | 512 | 3 + WD | CMOS |
| 83C550 | 80C550 | 87C550 | 4k | 128 | 2 + WD | CMOS |
| 83C552 | 80C552 | 87C552 | 8k | 256 | 3 + WD | CMOS |
| 83C562 | 80C526 | | 8k | 256 | 3 + WD | CMOS |
| 83C652 | 80C652 | 87C652 | 8k | 256 | 2 | CMOS |
| 83C654 | | 87C654 | 16k | 256 | 2 | CMOS |
| 83C751 | | 87C751 | 2k | 64 | 1 | CMOS |
| 83C752 | | 87C752 | 2K | 64 | 1 | CMOS |
| 83C851 | 80C851 | | 4K | 128 | 2 | CMOS |

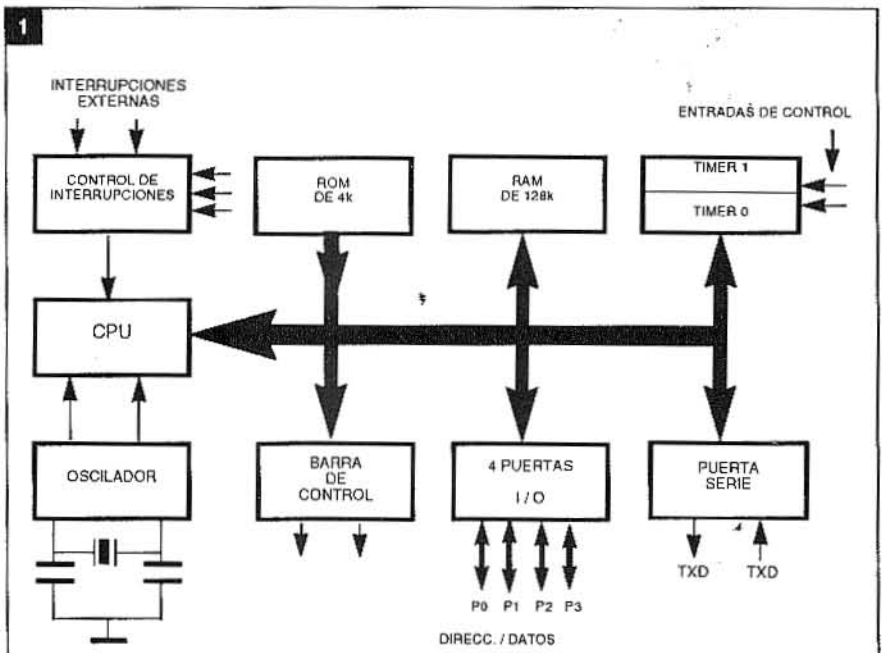
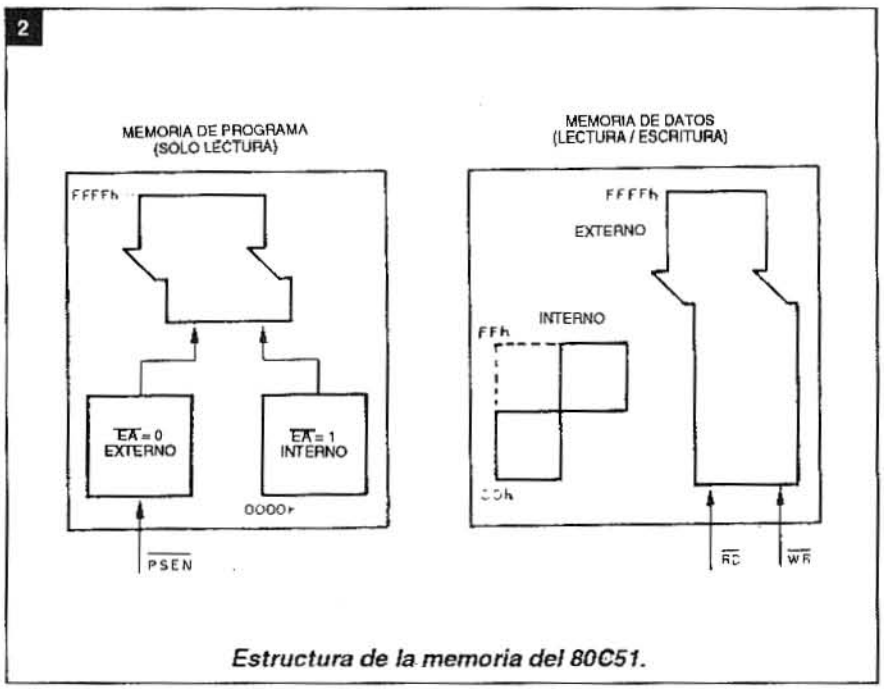



*Diagrama en bloques del 80C51.*




*Estructura de la memoria del 80C51.*

- Oscilador de clock on-chip.
- Memoria de programa de 4K bytes on-chip.
- Espacio para direccionamiento de programa en la memoria de 64 bytes.
- Espacio para direccionamiento de la memoria de datos de 64K bytes.
- Disponible tanto en cubierta DIL de 40 pins como en cubierta PLC de 44 pins.

El microcontrolador 80C51 es la versión CMOS del 8051; siendo totalmente compatible con el 8051 en términos de funcionamiento. Sin embargo, como se trata de un dispositivo CMOS (a diferencia del 8051, que es NMOS) el consumo es mucho menor.

En la figura 1 tenemos el diagrama en bloques del 80C51, a partir del cual haremos el análisis. Todos los miembros de esta serie poseen espacios separados para direccionamiento y programa de datos, según muestra el diagrama de estructuras de la memoria en la figura 2.

Esta separación permite que los datos de la memoria sean accesados por una dirección de 8 bits, lo que da como resultado un almacenamiento y manipulación más rápidos que los efectuados por una CPU de 8 bits.

Sin embargo, direcciones de 16 bits también pueden ser usadas, generadas por el registrador DPTR.

La memoria de programa (ROM o EPROM) puede ser leída, pero no grabada. Tenemos disponibles 64K bytes de espacio para la memoria de programa.

En el 80C51, los 4K bytes inferiores están on-chip.

En las versiones sin ROM, toda la memoria de programa es externa.

El "strobe" para la lectura de la memoria es el PSEN (Program Store Enable).

La memoria de datos (RAM) ocupa un espacio separado para el direccionamiento, a partir del programa de memoria.

En el 80C51, los 128 bytes de la memoria de datos están sobre el chip. El espacio de la memoria de datos externa puede dirigir hasta 64K bytes de una RAM externa).

En la versión sin ROM, los 128 bytes inferiores son on-chip. Una CPU genera las señales de lectura y grabación (RD y WR), según se necesite, durante los accesos a la memoria externa.

Las memorias de datos externa pueden combinarse con memorias de programas, si se lo desea, a través de la aplicación de señales RD y PSEN en las entradas de una puerta AND, utilizándose su salida como "strobe" de lectura para la memoria de datos / programa externa.

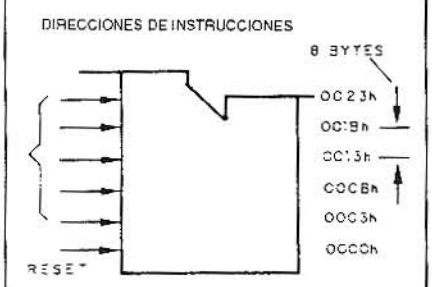
## Memoria de programa

En la figura 3 tenemos el diagrama en bloques de la memoria de programa.

Después de reseteada, la CPU inicia la ejecución del programa a partir de la dirección 0000h.

Tal como se muestra en la figura 3, cada interrupción es designada por una dirección fija en la memoria de programa.

3




*Memoria de programa del 80C51.*

La interrupción se origina cuando la CPU salta hacia la dirección correspondiente, donde tiene su inicio la rutina de servicio (rutina de tratamiento de interrupción).

Una interrupción 0 externa, por ejemplo, determina una dirección 0003h.

Si se usara una interrupción 0 externa, la rutina de servicio debería comenzar por la dirección 0003h. Si la interrupción no se usara, la dirección estaría disponible como memoria de programa de uso general.

Las direcciones de las sub-rutinas de tratamiento de interrupción están separadas por intervalos de 8 bytes: 0003h para la interrupción externa 0; 000Bh para el timer 0; 0013h para la interrupción externa 1; 001Bh para el timer 1, etc.

Si una rutina de tratamiento de interrupción fuera lo suficientemente corta (como en el caso de aplicaciones para control), puede permanecer totalmente en el intervalo disponible de 8 bytes.

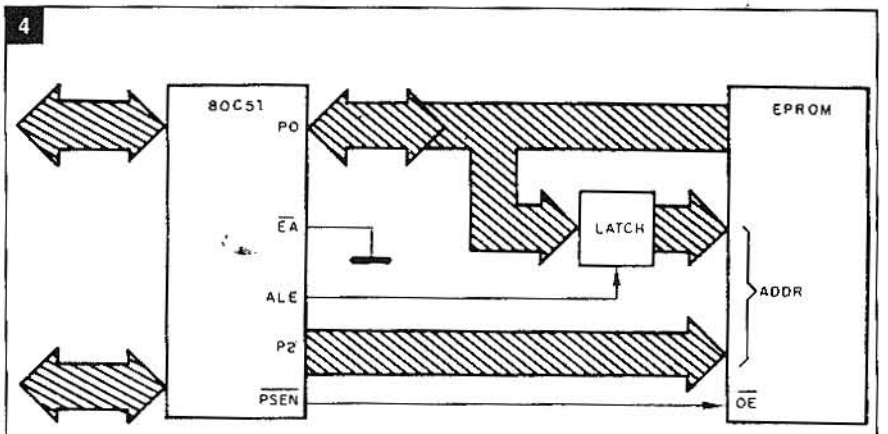
Rutinas de servicio más largas pueden usar una instrucción de salto para evitar direcciones de interrupciones subsiguientes, si otras interrupciones no estuvieran en uso. Los 4K bytes inferiores de la memoria de programa pueden estar tanto en la ROM on-chip como es una ROM externa. El pin $\overline{EA}$ (External Access) permite hacer la selección.

En el 80C51, si el pin $\overline{EA}$ fuera conectado al Vcc, el programa iría a buscar las direcciones de 0000h hasta OFFFh en la ROM interna, y de 1000h hasta FFFFh en la ROM externa.

Si el pin EA fuera conectado al Vss, entonces el programa trabajaría como las direcciones de la ROM externa.

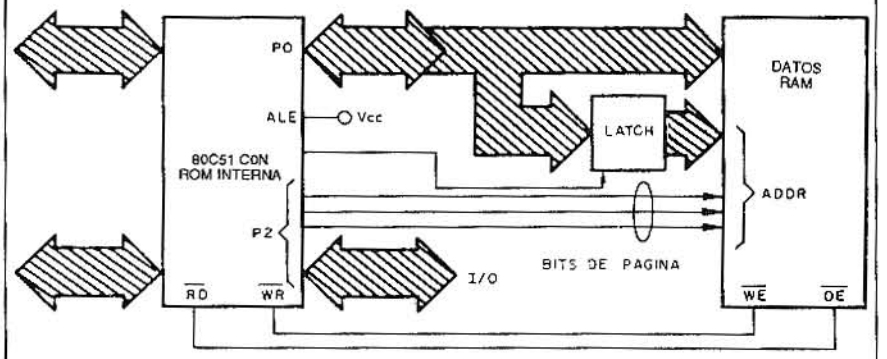
La figura 4 muestra el hardware pone la ejecución de trabajos externos.

4




*Operando a partir de la memoria externa de programa.*

5




*Acceso a memoria de datos externa si la memoria de programa fuera interna. Los otros bits de P2 están disponibles como I/O.*

Observe que las 16 líneas de I/O (ports 0 y 2) están dedicadas a la cancelación de instrucciones durante las acciones externas de la memoria de programa.

El port 0 (PO, en la figura 4) sirve como multiplexador de direcciones y datos.

Ella emite el byte inferior del contador de programa (PCL) como una dirección y, entonces, permanece en un estado fluctuante esperando la llegada del byte de código de la memoria de programa.

Durante el intervalo en el que el byte inferior del contador de programa fue válido en el port 0, la señal ALE (Address Latch Enable) juega este byte en un latch (cerrojo) de direccionamiento.

Mientras tanto, el port 2 (P2 en la figura 4) emite un byte superior del contador de programa (PCH). Entonces, $\overline{PSEN}$, a través del "strobe" permite que el microcontrolador lea el byte del código en la EPROM. Las direcciones de memoria de programa son siempre 16 bits, aun cuando se use un espacio real de menos de 64 bytes.

En estas condiciones, la ejecución del programa externo sacrifica dos ports de 8 bits, PO y P2, para funcionar en la dirección de la memoria de programa.

## Memoria de datos

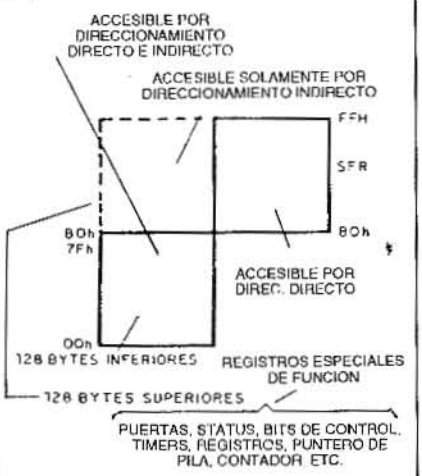
La mitad derecha de la figura 2 muestra los espacios internos y externos de la memoria de datos disponible en el 80C51.

En la figura 5 tenemos una configuración de hardware que permite accesar hasta 2K bytes de una memoria RAM externa.

En este caso, la CPU opera a partir de la ROM interna.

La CPU genera las señales $\overline{RD}$ y $\overline{WR}$, a medida que sean necesarias durante el acceso a RAM externa.

6




***Memoria interna de datos.***

7

***128 bytes inferiores de RAM interna.***

Pueden usarse hasta 64K bytes de memoria externa.

Las direcciones para accesar los datos de la memoria externa pueden utilizar tanto 1 como 2 bytes de extensión.

Las direcciones de 1 byte también son usadas en conjunto con una o más líneas de I/O para paginar la RAM, según muestra la misma figura 5.

En el caso de que la parte más alta sea emitida por el port 2, pueden usarse direcciones de dos bytes.

La memoria interna de datos está graficada en la figura 6. El espacio de la memoria está dividido en 3 bloques que son referidos como: 128 - inferiores, 128 - superiores y espacio del SFR (Special Function Register).

Las direcciones de la memoria de datos interna son siempre de 1 byte de extensión, lo que implica un direccionamiento de sólo 256 bytes.

Además de eso, los modos de direccionamiento de la RAM interna pueden, de hecho, acomodar 384 bytes, utilizando un truco simple: las direcciones directas, por encima de 7Fh, accesan un espacio de memoria y las direcciones superiores a 7Fh accesan un espacio diferente.

La figura 6 muestra los 128 - superiores y el SFR ocupados por el mismo bloque de direcciones: de 80h hasta FFh, mientras que, en realidad, son entidades físicamente diferentes.

Los 128 bytes inferiores de la RAM están presentes en todos los dispositivos 80C51, como se grafica en la figura 7.

Los 32 bytes inferiores están agrupados en 4 bancos de 8 registradores.

Las instrucciones del programa llaman a estos registradores externamente de R0 a R7. Dos bits del PSW (Program Status Word) seleccionan del banco de registradores cuál va a ser usado.

Este procedimiento permite una utilización más eficiente del espacio para código, ya que las instrucciones son más cortas que las que usan direccionamiento directo.

Los 16 bytes siguientes, por encima de los bancos de registradores, forman un bloque de espacio de memoria dirigible por bit.

El set de instrucciones del 80C51 incluye una amplia selección de instrucciones de bit único, y los 128 bits de esta área pueden ser directamente dirigidos por estas instrucciones.

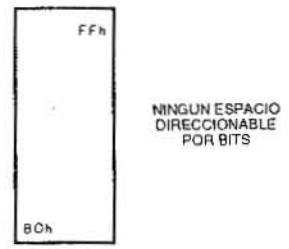
Las direcciones de bits en esta área van de 00h a 7Fh. Todos los bytes en los 128 - inferiores pueden ser accesados tanto por direccionamiento directo como indirecto.

Los 128 - superiores, tal como muestra la figura 8, pueden ser accesados sólo por direccionamiento indirecto.

En la figura 9 tenemos una visión del Special Function Register (SFR) y del espacio que ocupa.

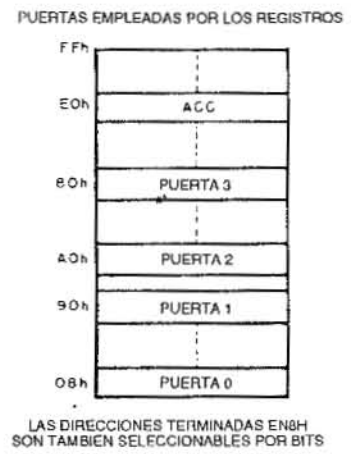
Esta estructura incluye latches (cerrojos) de puertas, timers, controles,periféricos, etc. Estos registradores pueden ser accesarse, solamente, por direccionamiento directo. Dieciséis direcciones en el espacio SFR son accesados tanto por byte como por bit.

8




***128 bytes de la RAM interna.***

9




***Espacio en el SFR.***

Los SCF accesarse por bit son los que tienen direcciones terminados en 0h u 8h.

En nuestra próxima edición continuaremos informándolos sobre el 80C51, abordando los recursos del Instruction Set de esta familia.

A través de la segunda parte de esta nota, los proyectistas podrán tener una mejor visión de cómo y dónde usar el microcontrolador 80C51 y sus periféricos. Los datos de este artículo fueron obtenidos del "8051 - Based 8-bit Microcontrollers Data Handbook", de Philips Components de 1991. ✪

# EL SAA3010
## UN TRANSMISOR PARA CONTROL REMOTO INFRARROJO

***En este artículo llevamos a los lectores las informaciones básicas para proyectos con el circuito integrado SAA3010, que consiste en un transmisor para control remoto infrarrojo. Este componente puede generar 2048 comandos diferentes y utiliza un teclado simple con llaves de un polo para cada operación, convirtiendose en un circuito integrado revolucionario en su campo.***

Por H. D. Vallejo

El circuito integrado SAA3010 consiste en un control remoto infrarrojo de uso general (RC-5), siendo especialmente indicado para aplicaciones con fuentes de baja tensión donde lo esperado es un tiempo prolongado de "debounce".

El receptor utilizado para este sistema es el TDA3048, que será descripto oportunamente.

Los comandos de este transmisor están dispuestos de manera de direccionar 32 sistemas, cada cual conteniendo 64 comandos diferentes.

En la figura 1 observamos cómo conectar el teclado de comando al circuito integrado para permitir la cantidad mencionada de comandos.

En la figura 2 tenemos la diagramación de este componente con sus 28 pines, cuyas funciones son las siguientes:

Pin 1 (X7-IPU): la función que cumple este pin es la de sensor de entrada para la matriz del teclado.

Pin 2 (SSM-I): por este pin entran las señales de selección de modo del sistema.

Pin 3 a 6 (Z0 a Z3 IPU): estos pines son entradas sensoras de la matriz del teclado.

Pin 7 (MDATA- OP3): en esta salida se obtiene la señal de datos modulados con 1/2 de la frecuencia del oscilador y con un ciclo activo de 25%

Pin 8 (DATA- OP3): en este pin se obtiene la información de salida.

Pin 9 a 13 (DR7 a DR3- ODN): drivers de barrido.

Pin 14 (Vss): tierra.

Pins 15 a 17 (DR2 DR0- ODN): drivers de barrido.

Pin 18 (OSC-I): entrada del oscilador.

Pin 19 (TP2-I): en este pin tenemos el punto de prueba 2.

Pin 20 (TP1-I): corresponde al punto de prueba 1.

Pins 21 a 27 (X0 a X6- IPU): entradas sensoras de la matriz del teclado.

Pin 28 (Vdd-I): tensión de alimentación positiva.

### Símbolos:

I- entrada

IPU- entrada con transistor pull-up canal P

ODN- salida con transistor de canal N con drenaje abierto

OP3- salida tri-state

En la figura 3 puede observarse el diagrama en bloques del SAA3010, con sus funciones internas.

### DESCRIPCION FUNCIONAL

### a) Operación del teclado:

Cada conexión de una entrada X y una salida DR será reconocida como un

comando diferente y hará que el dispositivo genere el código correspondiente.

Lo mismo se aplica a cada conexión de una entrada Z a una salida DR, con la condición de que SSM esté en el nivel bajo.

Cuando SSM se encuentre en el nivel alto, debe existir una conexión entre la entrada Z y una salida DR. Si no existiera ninguna conexión, entonces el código no será generado.

Activando dos o más entradas X, entradas Z, o entradas Z y X al mismo tiempo, se origina una condición ilegal que inhibe la operación (el oscilador no entra en funcionamiento).

Cuando se conecta una entrada X o una entrada Z a más de una salida DR, la última señal de barrido será considerada como válida.

El valor máximo de las resistencias en serie con los contactos de las llaves del teclado es de 7kΩ.

## b) Entradas:

En estado de reposo las entradas de comando X0 a X7 se mantienen en el nivel alto mediante un transistor interno de pull-up.

Cuando la entrada del modo de selección del sistema (SSM) se encuentre en el nivel bajo, y el sistema estuviera en reposo, las entradas de Z0 a Z3 del sistema también se mantendrán en el nivel alto por un transistor interno de pull-up.

Cuando SSM esté en el nivel alto, el transistor de pull-up para las entradas Z se desconectará, de modo de impedir la circulación de corriente, y una conexión hecha a la matriz Z-DR proporcionará el número del sistema.

## c) Salidas:

La salida de la señal DATA transmite la información generada de acuerdo con el formato que se muestra en la figura 4.

El código se transmite utilizando una técnica bifase, según vemos en la figura 5. El código transmitido contiene 4 partes:

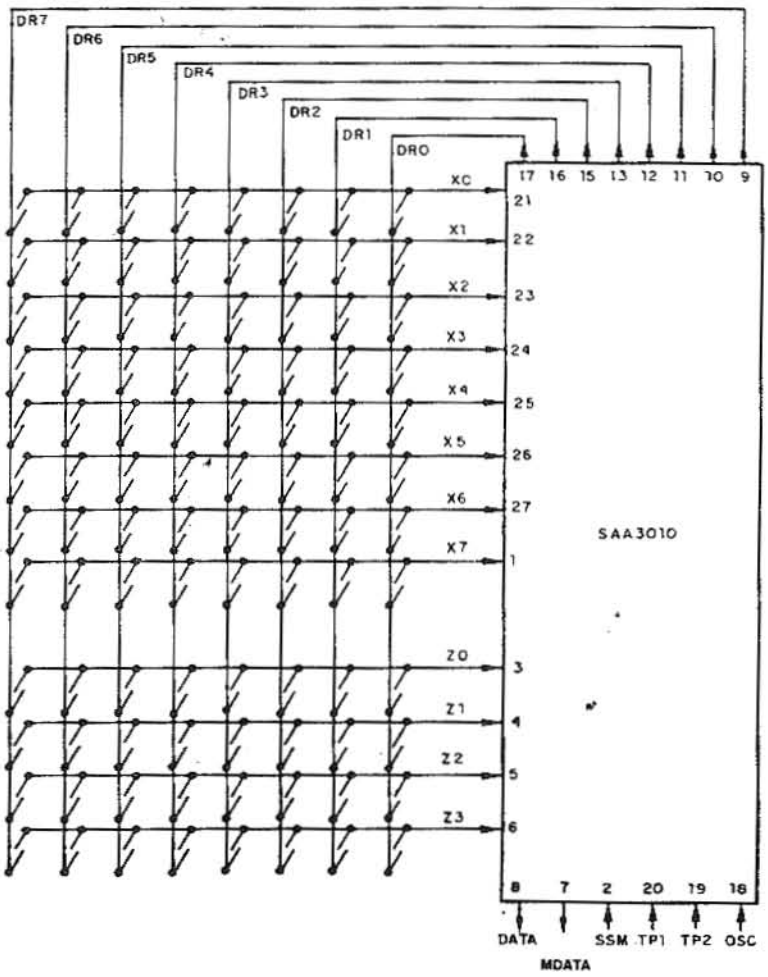
- Parte de partida- 1,5 bits (2 x lógica 1)
- Parte de control- 1 bit
- Parte del sistema- 5 bits
- Parte de comando- 6 bits

La señal de salida MDATA transmite la información generada modulada por 1/12 de la frecuencia del oscilador y un ciclo activo de 50%.

En el estado de reposo, tanto DATA como MDATA permanecen en el tercer estado.

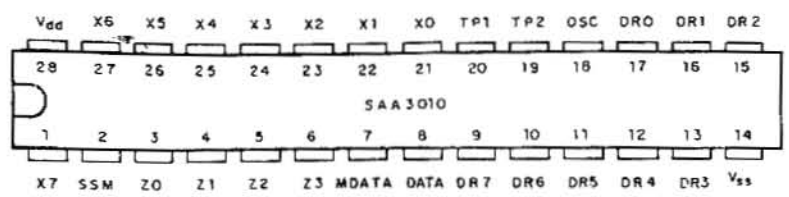
Las salidas del driver de barrido DR0 a DR7 se forman a través de transistores

1




*Conexión del teclado.*

2




*Cubierta del SAA3010.*

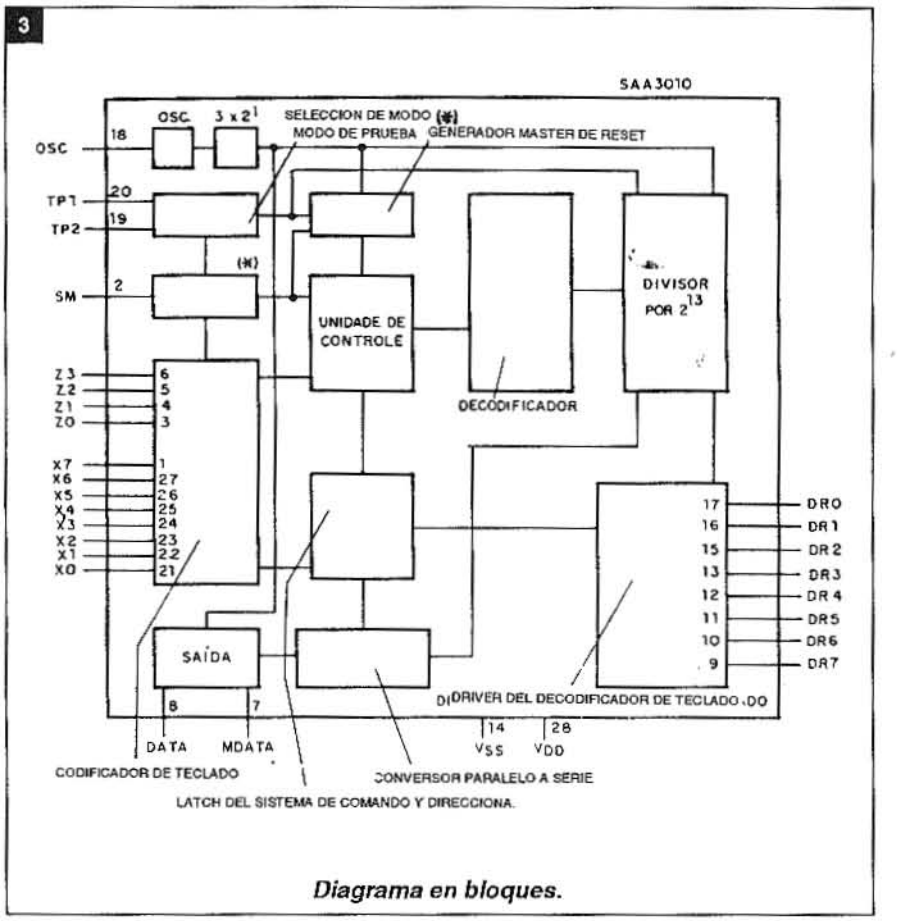
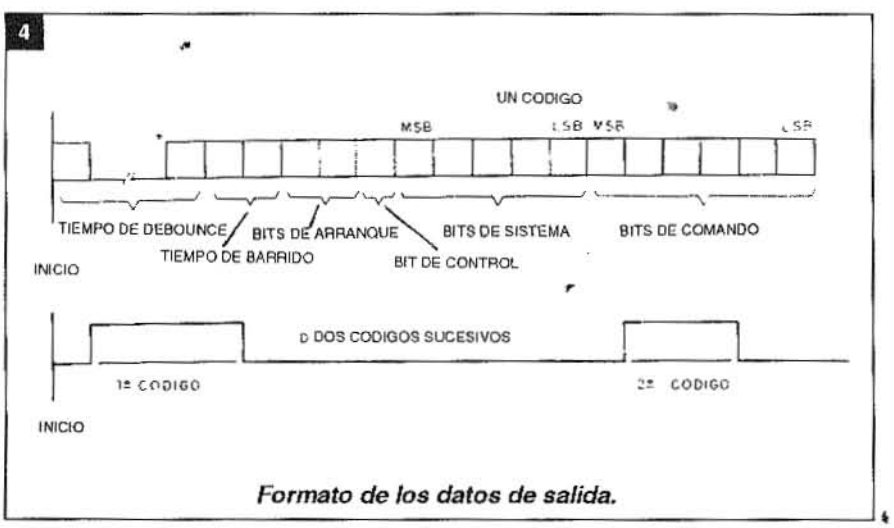



*Diagrama en bloques.*




*Formato de los datos de salida.*

de canal N con drenado abierto, y conducen cuando el circuito se vuelve en reposo. Luego de un comando legal de una llave, el ciclo de barrido se inicia y las salidas se conmutan al estado de conducción una a una. Las salidas DR son desconectadas al final del ciclo anterior de debounce.

## d) Modo combinado del sistema (SSM en el nivel bajo):

Las entradas sensoras X y Z están dotadas de transistores pull-up de canal P, que permanecen en el nivel alto hasta que son llevadas al nivel bajo por la conexión a una salida, como resultado de la operación de una tecla.

Una operación permitida de una tecla en la matriz X-DR o Z-DR da comienzo al ciclo de debounce: una vez que el contacto del interruptor haya sido establecido para una temporización de 18 bits sin interrupciones, la señal de habilitación del oscilador será trabada y la tecla podrá soltarse.

Una interrupción antes de que los 18 bits sean contados resetea el dispositivo.

En el final del ciclo de debounce, las salidas DR son desconectadas y se inician dos ciclos de barrido, lo que conecta las líneas DR una a una. Cuando una entrada Z o X siente un nivel bajo, una señal de trabado es aplicada al sistema (entrada Z) o comando (entrada X), que traba.

Después de trabar en un número, el dispositivo genera el último comando en el sistema elegido por un período tan largo como la llave operada.

El trabado de un número de comando hace que el chip genere este comando junto con el número del sistema memorizado en el latch.

Soltando la llave se origina el reset del componente por lo que ningún dato será transmitido. Una vez iniciada la transmisión, ésta llegará hasta el final, completando el código.

## e) Modo en Sistema Simple (SSM en el nivel alto):

En esta modalidad de operación las entradas X deben estar en el nivel alto, como en el modo combinado. Las entradas Z estarán inhabilitadas por tener los transistores pull-up desconectados. Conexiones en la matriz X-DR proporcionan el código del sistema.

Una operación legal de una tecla en la matriz X-DR da comienzo al ciclo de debounce y, una vez que la llave haya sido presionada por un tiempo que permita la transmisión de 18 bits sin interrupción, el oscilador es habilitado por una señal y trabado, permitiendo, así, que la tecla sea soltada.

Una interrupción antes del período de 18 bits resetea la acción interna.

En el final del ciclo de debounce, los transistores de pull-up en las líneas X de la matriz son desconectados y los de la línea Z son conectados al primer ciclo de barrido. La conexión en la matriz Z es, entonces, transferida a un número del sistema y memorizada.

En el final del primer ciclo de barrido los transistores en las líneas Z se desconectan y las entradas son nuevamente inhabilitadas.

Los transistores pull-up en las líneas X se conectan. El segundo ciclo de barrido produce el número de comando, el cual, luego de ser almacenado, es transmitido juntamente con el número del sistema.

## f) Detección de tecla desactivada

Un bit extra de control está agregado, lo que será complementado después que la tecla sea soltada. Su finalidad es la de indicar al decodificador que el código siguiente es un nuevo comando.

Esto es importante en los casos donde necesitan entrar más dígitos (por ejemplo un número de canal formado por dos dígitos, Ej.: 13). El bit de control sólo será complementado luego de que por lo menos un código de transmisión sea completado.

Los ciclos de barrido son repetidos antes de cada código de transmisión, de tal forma que con "teke over" de la operación de una tecla durante la transmisión del código, el sistema y ciertos comandos serán generados.

## g) Acción de Reset:

El dispositivo será reseteado inmediatamente si una tecla se soltara durante:

El tiempo de debounce;
Entre dos códigos.

Cuando una tecla se suelta durante un barrido de matriz, el reset se produce si:

Una tecla se soltara mientras una de las salidas del driver estuviera en el estado óhmico bajo (lógica 0);

| CARACTERISTICAS DC | mín | típ | máx |
|---|---|---|---|
| Banda de tensiones de alimentación | 2,0 | - | 7,0V |
| Corriente en reposo | - | - | 10µA |
| Frecuencia del oscilador (CI= 160pF) | - | - | 450kHz |

*Tabla 1*

5

*Técnica de transmisión bifase*

Una tecla se soltara antes de su detección;

Si no hubiera ninguna conexión en la matriz Z-DR cuando SSM se encontrara en el nivel alto.

## h) Oscilador:

El punto OSC es la entrada de un oscilador estable. El oscilador está formado por un resonador cerámico TOKO CRK429 o equivalente. Un resistor de 6,8kΩ debe estar conectado en serie con el resonador. El resistor y el resonador están conectados a tierra por uno de los polos.

## i) Prueba:

La inicialización del circuito se origina cuando TP1, TP2 y OSC están en el nivel alto.

Todos los modos internos están definidos, excepto para el latch. El latch se define cuando un ciclo de barrido se inicia por la colocación en el nivel bajo de una entrada X o Z, mientras el oscilador está operando.

Si el ciclo de debounce hubiera sido completado, el ciclo de barrido será completado 3 x 23 veces más rápido, por la colocación de TP2 en el nivel alto.

Si el ciclo de barrido hubiera sido completado, el contenido del latch será leído 3 x 27 veces más rápido por la colocación de TP2 en el nivel alto. Los máximos absolutos para este componente son:

- Tensión de alimentación: 8,5V
- Banda de tensiones de entrada: 0,5 a Vdd + 0,5V
- Banda de tensiones de salida: -0,5V a Vdd + 0,5V
- Corriente de entrada: • 10mA
- Corriente de salida: • 10mA
- Disipación máxima de potencia: salida OSC- 50mW
- Disipación máxima de potencia: otras salidas- 100mW
- Disipación total de potencia: 200mW
- Banda de temperatura de operación: -25 a +85ºC
- Banda de temperatura de almacenamiento: -55 a +150ºC

**Observación:** Proximamente hablaremos del TDA2048, que es el circuito integrado receptor para este transmisor. ✪

# LA COMPRESION DE SEÑALES DE AUDIO Y VIDEO

***En muchos medios digitales de la electrónica del hogar, tales como los DCC (DIGITAL COMPACT CASSETTE), MD (MINI DISC) y HDTV (HIGH DEFINITION TV), se utilizan técnicas de compresión de señal que permiten una elevada calidad de audio y video, con un ancho de banda mucho más reducido que el considerado necesario para medios analógicos de calidad similar. En la presente nota nos ocuparemos de los principios fundamentales de esta técnica.***

Por Egon Strauss

## 1) La compresión de señales de audio

El punto de referencia para la grabación y/o transmisión de señales de audio lo constituyen el CD, con su rango de frecuencia de 20 a 20.000Hz, una separación de canales del orden de los 90dB, una relación señal-ruido de 92 dB y un rango dinámico de 93dB. Estos resultados se logran en el CD con una señal digital de 16 bits y una frecuencia de muestreo de 44,1kHz. La lectura del CD es, como sabemos, del tipo óptico-electrónico.

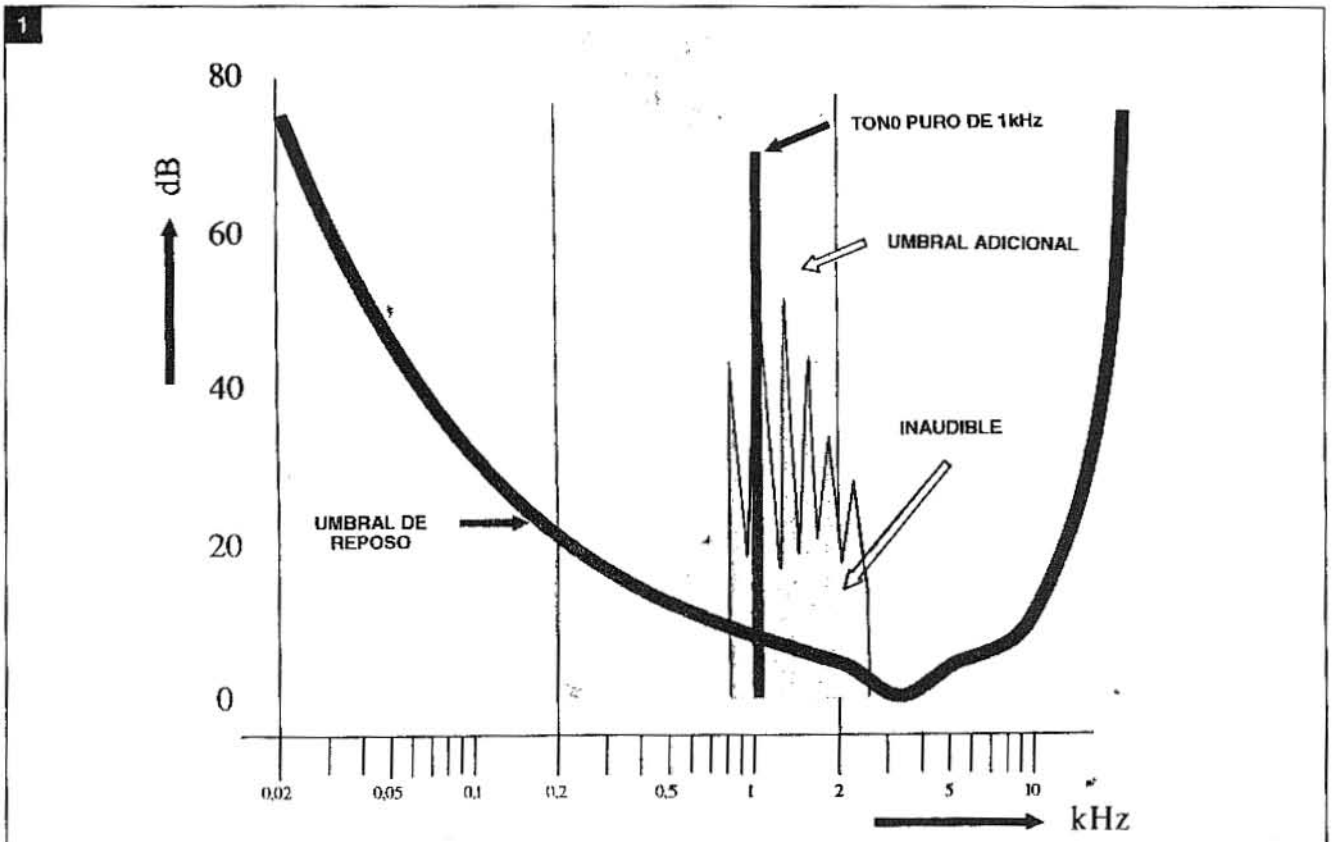
En un medio de resultados similares, el DAT (DIGITAL AUDIO TAPE), los valores obtenidos se producen con un medio de lectura magnética, lo que facilita la regrabación de la cinta. Ambos procesos, el CD y el DAT, son de grabación directa sin compresión de señal.

En el DCC, que obtiene resultados similares al DAT, y en el MD, que tiene resultados similares al CD, se usa la técnica de la compresión de señales. En ambos casos se analiza el contenido sonoro de la información de acuerdo a una curva del umbral de sensibilidad auditiva que se observa en la figura 1. De esta curva surge que la sensibilidad del oído humano varía en función de dos parámetros: la frecuencia y la amplitud del sonido. Ambos influyen en que un sonido sea audible o no. La curva indica que la sensibilidad máxima del oído se manifiesta en una frecuencia del orden de los 3,5kHz. En esta frecuencia el umbral auditivo es el mínimo y la capacidad del oído de captarlo, mayor. En todas las frecuencia más bajas o más altas, es necesario que el nivel del sonido sea mayor para ser captado por el oído humano. En las frecuencias de 200Hz y de 12.000Hz, aproximadamente, es necesario que el sonido de estas frecuencias tenga un nivel 10 veces (20dB) mayor, para ser audible.

A esta característica fisiológica muy importante, se agrega otra que consiste en que el umbral de audición de la figura 1 puede variar en presencia de tonos de muy alto nivel, lo que significa que un sonido de alto volumen enmascara sonidos de menor volumen.

De los planteos anteriores surge otra consecuencia: un pasaje musical puede estar presente en la realidad y eventualmente en un medio adecuado, tal vez un CD o un DAT, pero no será audible por el oyente al no cumplir los requisitos propios del oído humano. Como estos valores cambian constantemente a través de una grabación, es necesario monitorearlo permanentemente. Todo equipo que pretende seguir las variaciones de la música y, al mismo tiempo, también a las variaciones del oído humano, debe ser a su vez variable y adaptarse permanentemente al nivel de enmascaramiento. Existen varios métodos para este fin.

El DCC usa el PASC (PRECISION ADAPTIVE SUB-CODING = subcodificación adaptiva de precisión), el MD usa el ATRAC (ADAPTIVE TRANSFORM ACOUSTIC CODING = transformación acústica adaptable) y una propuesta para la transmisión digital de señales de radio usa el MUSICAM (MASKING PATTERN ADAPTED UNIVERSAL SUBBAND INTEGRATED CODING AND MULTIPLEXING = codificación y multiplexado universal de subbandas integradas de patrón de enmascarado adaptado). Si bien los tres sistemas mencionados y también otros que existen, como el ADPCM (ADAPTIVE DIFFERENTIAL PULSE CODE MODULATION = modulación adaptiva diferencial por código de pulsos) usado en el CD-I y en el CD-ROM-XA, poseen procesos diferentes, su principio funcional es en todos los casos el mismo: seguir a las variaciones de la señal, adaptándose a ellas y registrando sólo aquellas señales que superan un umbral prefijado.




*La curva del umbral de audición.*

Con las medidas expuestas se logra una reducción típica de unas siete veces. Una calidad de sonido tipo CD requiere unos 1411 kilobits por segundo (kbits/s) como velocidad de flujo de información digital, aproximadamente, pero con la compresión indicada, se llega a 192 kbits/s, una cifra perfectamente manejable.

Con el PASC y el ATRAC, la compresión es algo menor (4 veces en el PASC y 5 veces en el ATRAC), pero en ninguno de los casos se observa una reducción en la calidad del sonido.

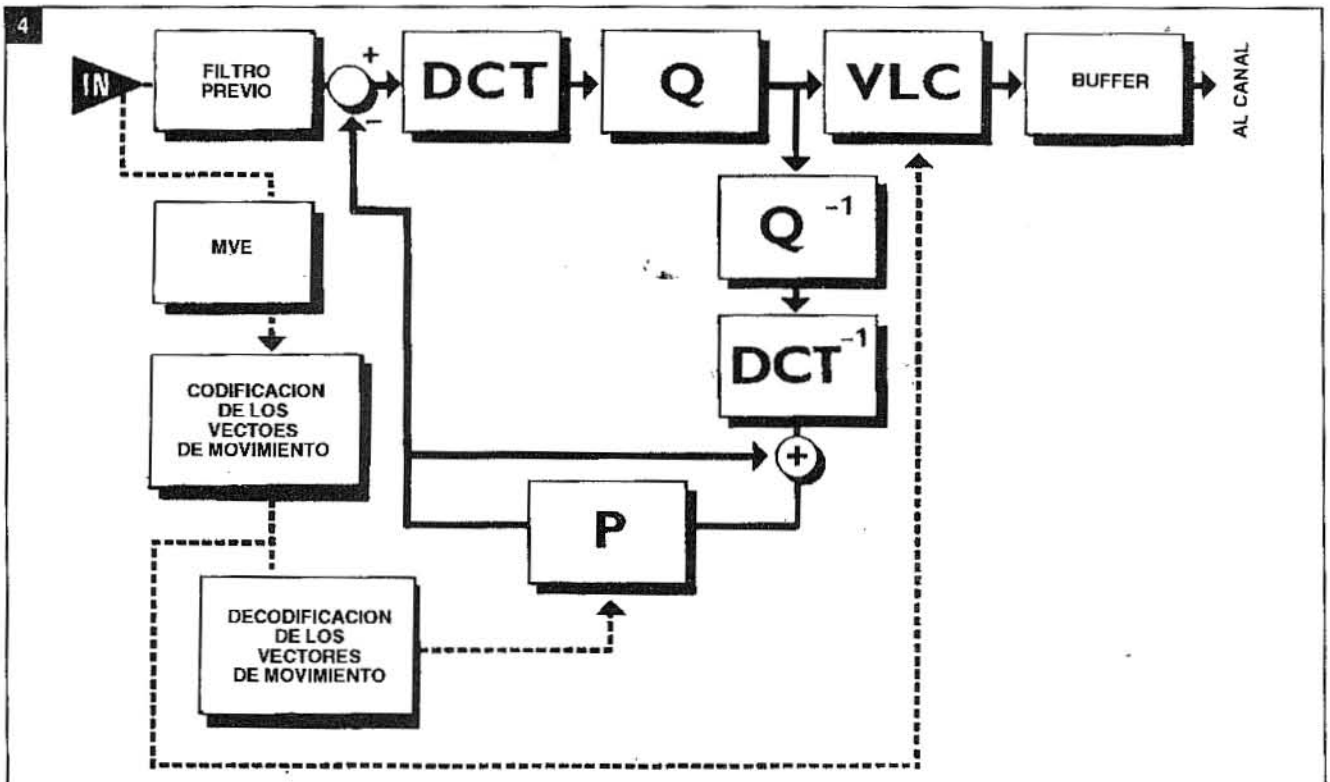
## 2) La compresión de la señal de video

Aun cuando en principio las metas de la compresión de señal en video son similares a la compresión de señal en audio, las cifras que se deben manejar son substancialmente diferentes, motivo por el cual se debe recurrir a métodos más sofisticados y elaborados. La señal digital para un sistema de televisión de alta definicion de más de 1000 lineas de resolución y con una relación de aspecto de 16:9, debe ocupar un canal de 6MHz en el continente americano y de 8MHz en Europa, y su contenido informativo equivale, en ambos casos, a unos 900 a 1000 Megabits por segundo (Mbits/s). La información que se puede ubicar en los anchos de banda mencionados es, sin embargo, sólo de 24 a 25 Mbits/s. Esto implica una compresión de unas 40 veces, lo que requiere un análisis muy cuidadoso de los mecanismos y limitaciones de la visión humana y de las técnicas de compresión adecuadas.

Algunas de las características de la vista humana son bien conocidos en la TV-Color actual. La señal de luminancia requiere un ancho de banda mucho mayor que la señal de crominancia, debido a que el ojo humano no distingue los colores en superficies muy pequeñas. Debido a ello, en el PAL-N, por ejemplo, se usa para la señal de luminancia (Y) un ancho de banda de 4,2MHz y para la señal de crominancia (C) sólo 0,5MHz. En otras normas, la relación de las cifras respectivas es similar. Sin embargo, aun con esta reducción del ancho de banda básico, se requiere después de la cuantificación y digitalización de la señal un ancho de banda incompatible con la actual distribución de canales, por lo que los estudios de compresión tuvieron que seguir.

En estos estudios se encontró, entonces, que el contenido de información en una imagen promedio es relativamente constante. Los cambios entre un cuadro transmitido y el cuadro anterior y posterior son reducidos, en la mayoría de los casos. Sólo en la presencia de movimientos muy rápidos, existen cambios significativos en la señal a transmitir.

Otro aspecto a tomar en cuenta es la redundancia que existe en la información y que permite usar dos conceptos nuevos: uno es la predicción de señales y el otro es la codificación de longitud variable para las porciones de información más frecuentes. Si exploramos en forma anticipada la información, podemos verificar las partes redundantes, asignarles un código breve y transmitir sólo este código en lu-




*El esquema en bloques de un sistema digital de HDTV.*

gar de toda la información detallada. En cuanto a la codificación de longitud variable, tenemos una situación similar a la que existe en el código Morse de telegrafía, donde se asignan símbolos breves a las letras más frecuentes (., -, -., .-, para E, T, N, A) y símbolos más largos a las letras menos frecuentes (--.-, -..-, -.-, para Q, X, Y). Esta codificación de longitud variable se conoce en telefonía y fax con el nombre de código Huffmann de longitud variable y se utiliza ampliamente en todos los equipos de fax.

Si reunimos, entonces, todos los aspectos mencionados en un solo sistema, obtenemos tentativamente un esquema en bloques que se observa en la figura 2. En este esquema distinguimos varias etapas particulares, como sigue. La etapa MVE corresponde a la estimación del vector de movimiento, la etapa DCT corresponde a una etapa de transformada de coseno discreta y permite ordenar el contenido de la señal de tal manera que las componentes de baja frecuencia y alta amplitud son prioritarias a las componentes de alta frecuencia y baja amplitud. En lugar de transmitir la señal de video en forma completa, sólo transmitimos sus componentes más significativos en forma selectiva.

La etapa DCT-1 produce el efecto inverso y transforma la señal codificada nuevamente en señal de video. La etapa VLC produce la codificación de longitud variable, mientras que la etapa P permite la predicción del contenido de la señal. Para ello se almacena el cuadro actual en una memoria hasta que llega el cuadro siguiente y se comparan ambos. Las etapas Q y $Q^{-1}$ producen la cuantificación y descuantificación de la señal. La cuantificación agrega un nivel de ruido, el ruido de cuantificación, que es compensado en algunos equipos por el agregado previo al proceso de cuantificación de una señal fija, denominada DITHER.

El resultado de un esquema básico, como el de la figura 2, es una señal drásticamente reducida en su ancho de banda (de más de 20MHz a unos 6MHz) y en su cantidad de bits (de unos 1000 Mbits/s a 24 Mbits/s), permitiendo así una utilización más racional del espectro de frecuencias, sin reducción visible en la calidad de imagen.

## 3) Conclusiones

El concepto básico de la compresión de señales de audio y video es la base de la HDTV en todo el mundo, además de otras aplicaciones (discos, cintas magnéticas y radio).

La HDTV analógica, que se propone en el Japón, queda así relegada a segundo término y se prevé la utilización de métodos digitales similares a los descriptos en la presente nota.

Los procesos individuales no se encuentran aún definidos en su totalidad, pero esto es sólo cuestión de tiempo y de acuerdos internacionales para su normalización.

Creemos que la normalización de la HDTV con un canal de 6MHz está muy cercana y beneficiará a todos los países del continente americano.

En Europa puede, tal vez, demorar algo más, debido más a motivos políticos que técnicos. Pero Japón, sin lugar a duda, no dejará de participar en un mercado de extrema envergadura. ✪

# AMPLIFICADORES RGB (LA CALIDAD DE LA IMAGEN)

***Son muchos los que aún no se han dado cuenta de la importancia de los amplificadores RGB para el televisor o el monitor de video y, sin embargo, es de ellos que, justamente, depende la calidad final de la imagen, por lo que debe tenerse especial cuidado al proyectarlos, a fin de evitar pérdidas en la respuesta de la señal de video. En este artículo explicaremos qué es la resolución de una imagen; de qué manera los amplificadores RGB influyen en esta resolución y, además, haremos un resumen general de estos amplificadores, que se utilizan en los distintos televisores desde su implantación.***

Por Mario P. Pinheiro
Adaptación: Horacio D. Vallejo

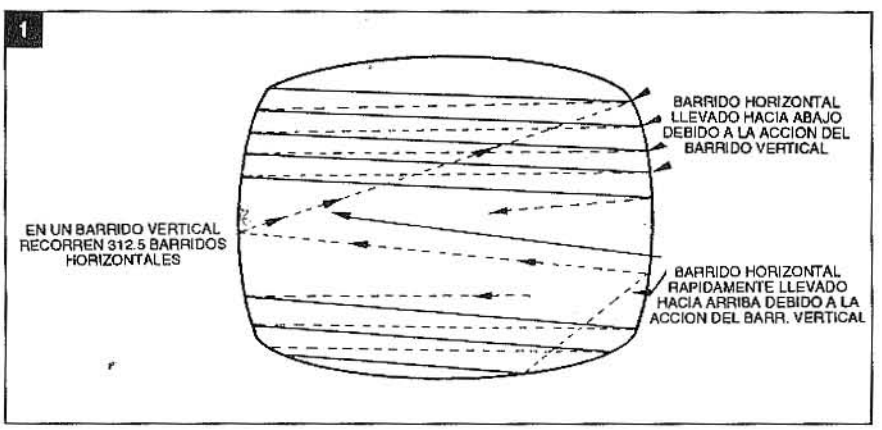
## Las señales RGB

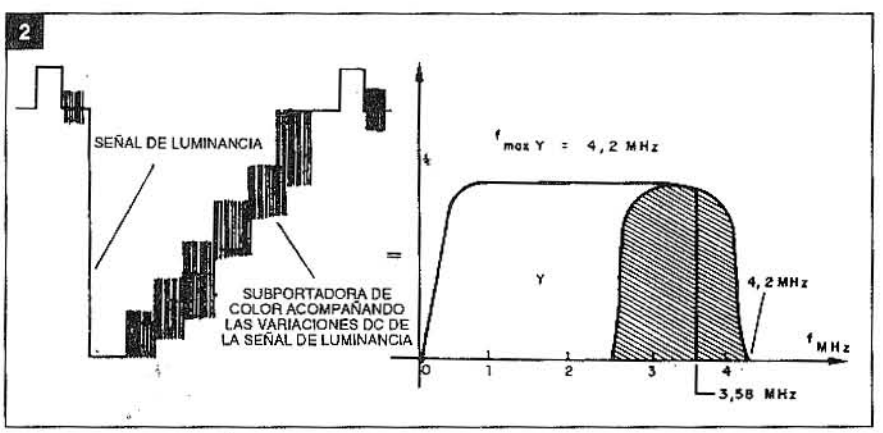
Todos los técnicos en televisores o monitores de computadoras saben que la formación de la imagen está basada en la amplificación de tres señales diferentes: R, de red (rojo); G, de green (verde) y B, de blue (azul).

La combinación adecuada de estos tres colores posibilita la obtención de muchas otras, abasteciendo, prácticamente, todo el espectro visible.

La mayoría de las computadoras trabajan en la configuración RGB, mientras que el televisor está obligado a hacerlo con la señal de video compuesta; la gran diferencia entre ambas reside en la calidad final de los colores y no en la imagen completa.

La imagen en la pantalla del televisor o en la del monitor puede descomponerse en líneas horizontales; o sea que la información se presenta constantemente durante un periodo de 52µs (exploración horizontal) y se interrumpe durante un intervalo de, aproximadamente, 12µs (retorno horizontal). Aunque existieran monitores para computadoras que trabaja-



ran en frecuencias más altas, aún así, la formación de la imagen estaría compuesta por líneas horizontales.

En la figura 1 vemos cómo es el proceso de barrido de los monitores y televisores.

El barrido comenzaría del lado izquierdo del espectador, recorriendo toda la pantalla hasta llegar al lado derecho; de ahí, retornaría inmediatamente al lado izquierdo donde la emisión de electrones se suprime y se desplaza a una velocidad mucho mayor que durante el período anterior.

Utilizando como referencia el patrón N de transmisión, la señal de video presentaría las siguientes características:

fH (frecuencia horizontal) = 15625Hz

fv (frecuencia vertical) = 50Hz

f máxV (frec. máxima de la señal de video) = 4,2MHz

cuadro (sistema de barrido con dos campos entrelazados) = 625 líneas.

En las características del patrón N no entra la codificación de los colores utilizados.

A partir del desarrollo de la televisión en colores, todos los países tuvieron que adoptar un determinado SISTEMA de colores a su PATRON de transmisión normal.

El primer sistema, inventado en los Estados Unidos, se conoce como NTSC y se lo utiliza en la mayoría de los países americanos y, también, en Japón.

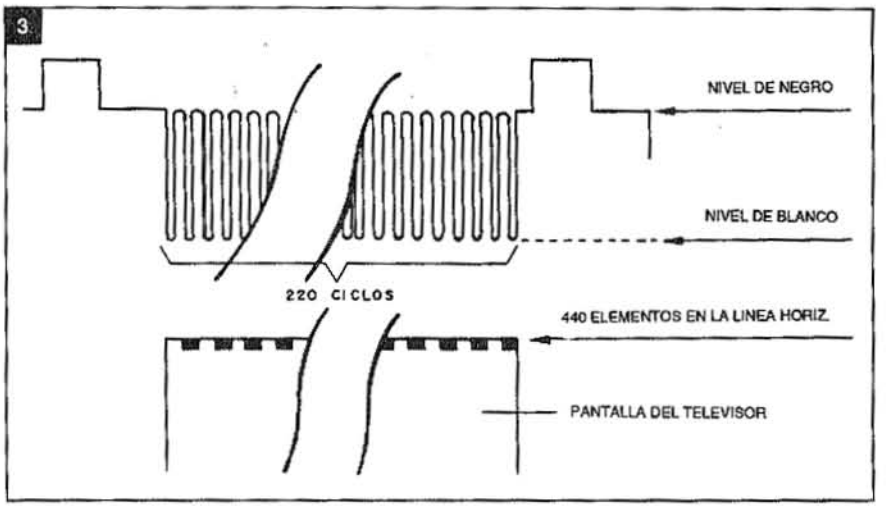
La codificación de las señales NTSC obedece a los siguientes criterios:

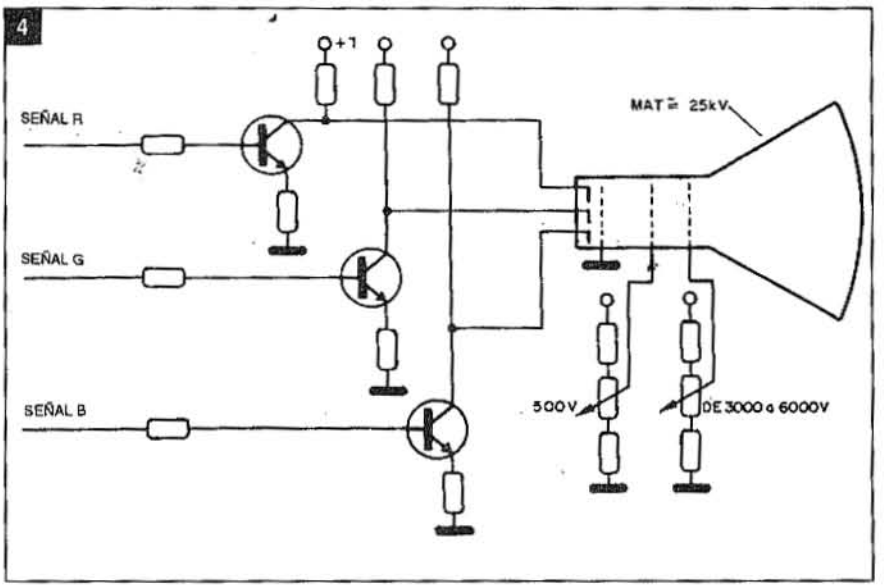
- Señales diferencia de color B-Y y R-Y, moduladas con dos subportadoras suprimidas con frecuencia de 3,579545 MHz, entre ellas una diferencia de fase de 90 grados. Luego de la modulación, estas dos señales pasan a llamarse I y Q.

  Señal diferencia de color G-Y sumada a las señales R-Y y B-Y antes de la modulación.

  Señal de BURST a 180 grados en relación a la referencia inicial, sirviendo para la sincronización del oscilador de 3,579545MHz del televisor.

  Respuesta de señales de diferencia de color = aproximadamente 1MHz.




El sistema PAL, adoptado en muchos países, además de basarse en el NTSC, posee una codificación que elimina los desvíos de fase aleatorios (desvíos del matiz) que suelen ocurrir en la modulación en cuadratura (común en el sistema NTSC).

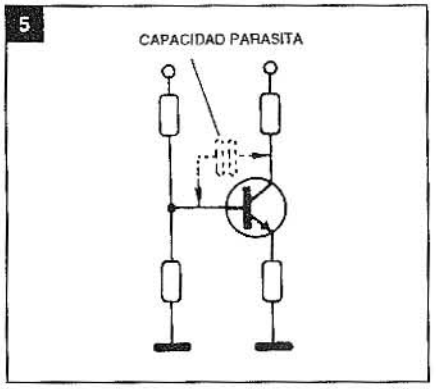
He aquí sus características:

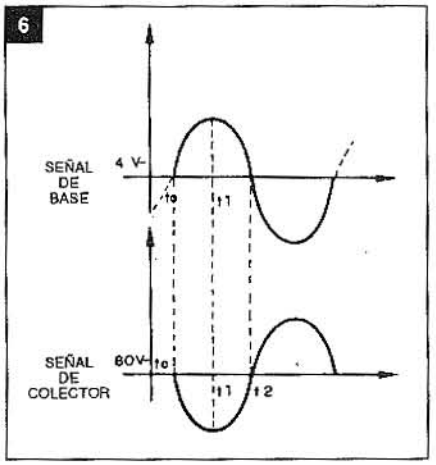
- Señales diferencia de color B-Y y R-Y moduladas en portadora suprimida con frecuencia de 3,575611MHz, teniendo las portadoras diferencia de fase de 90 grados, llamadas de señales U y V.

La diferencia está en la portadora de la señal R-Y, que para una línea horizontal se presenta con 90 grados y para la línea siguiente con 270 grados (inversión de la subportadora).

- Señal diferencia de color G-Y sumada a las señales R-Y y B-Y antes de la modulación.
- Señal de BURST a 135 grados (relación con la referencia) para una línea horizontal y, luego, a -135 grados en la línea horizontal siguiente, con lo que se logra no sólo hacer la sincronización del oscilador de 3,575611 sino, también, sincronizar la LLAVE PAL, que volverá a colocar las inversoras de la subportadora de la señal V (R-Y), en su posición original.
- Respuesta de las señales diferencia de color = aproximadamente 1MHz.

La codificación de las señales de color, utilizada tanto en el Sistema NTSC como en el PAL, se hace necesaria para posibili-




tar la transmisión de señales de color en los patrones que ya habían sido definidos para cada país (en el caso, N fue el adoptado por la Argentina y otros países americanos).

De esta manera, podemos transmitir una señal de video o luminancia con respuesta de frecuencia variando de cero a 4,2MHz (normal del patrón) y, junto con ello, transmitir las señales de croma codificadas con subportadora en 3,58MHz, según muestra la figura 2.

Este proceso, además de generar una interferencia en la luminancia, produce una gran reducción en la respuesta de frecuencia (resolución) de la señal diferencia de color, que pasa a tener sólo 1MHz.

Para una mejor comprensión del proceso de resolución o calidad de una imagen, podemos decir que ésta se procesa en una línea horizontal, o parte de ella (exploración), que tiene un intervalo de 52µs. Como la señal de video posee una frecuencia de 4,2MHz, significa que el período del ciclo para esta frecuencia dada será de:

$$T = 1/f \quad T = 1/4.200.000 \text{ o sea:}$$
$$T = 0{,}000.000.24 \text{ ó } 0{,}24\mu s$$

Como el tiempo de exploración horizontal es de 52µs, deducimos que dividiendo este tiempo de exploración por el período de cada ciclo de 4,2MHz, tenemos:

$$52\mu s \ / \ 0{,}24\mu s = 220 \text{ ciclos}$$

Esta cantidad de ciclos será la máxima permitible para la transmisión de una señal de video en el patrón N. Como cada ciclo representa un nivel bajo y uno alto en la tensión de la señal de luminosidad (ver figura 3), en la línea horizontal se reproducirían cerca de 440 elementos de imagen.

Dado que la señal de video llega en 4,2MHz, prácticamente sin ninguna amplitud, se puede disminuir su respuesta visible a 400 elementos, aproximadamente (200 ciclos).

POR LO TANTO, LA RESOLUCION HORIZONTAL POSIBLE PARA EL PATRON N DE TRANSMISION SERIA DE 400 ELEMENTOS.

Para conocer la cantidad total de elementos de transmisión en el patrón N, basta con multiplicar el número de elementos en la línea horizontal por el número de líneas distribuidas verticalmente.

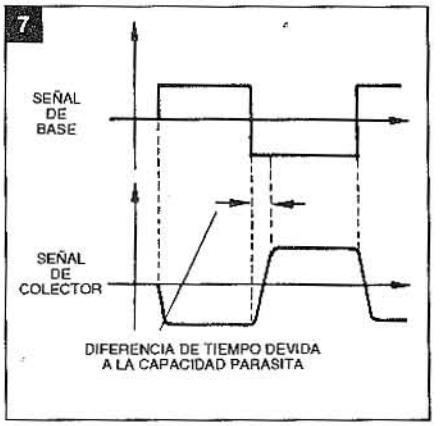
Sabemos que un cuadro está formado por dos campos ó 625 líneas de barrido horizontal, pero considerando que existen líneas inoperantes durante el retorno vertical (25 líneas para cada campo) completando un total de 50 líneas, tenemos como resultante un total de 575 líneas conteniendo información.

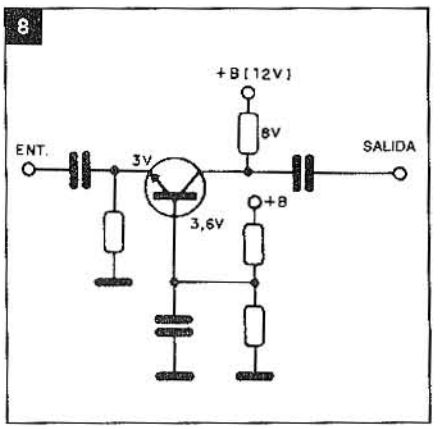
Ahora, ya podemos definir el número total de elementos que serían visibles para el patrón N; es decir, resolución horizontal (400) por resolución vertical (575) da un resultado total de 230.000 elementos.

Observen que el color no entra en esta característica, pues éste posee una baja resolución horizontal, con sólo 100 elementos posibles en la línea horizontal (1MHz).

## Monitores y televisores de alta resolución

Existen monitores para computadoras que trabajan con frecuencias de barrido




diferentes de la convencional (utilizada en televisión), con lo que se consigue una resolución mayor, y también existen televisores, ya disponibles en el mercado, que llegan a presentar una resolución mayor que 700 elementos en la línea horizontal, otorgando una muy buena calidad de imagen.

La gran diferencia entre los monitores para computadoras y los televisores reside en el hecho de que los de las computadoras utilizan el procesamiento de las señales en RGB y no en video compuesto luminancia más croma; con esto se consigue la misma resolución horizontal tanto para las señales de luminancia como para las de color.

Para una mejor comprensión, podríamos decir que si comparásemos un monitor de computadora de 600 elementos de línea horizontal con un televisor de la misma capacidad, y fuesen generados para los mismos 600 puntos de color en la línea horizontal, el monitor presentaría cada punto con su respectiva coloración mientras que el televisor presentaría los 600 puntos con distintos niveles de gri-

ses. Por lo tanto, el problema estaría en la fuente generadora de señales, pues la gran mayoría de las fuentes para televisión, tales como cámaras, video-discos, video-cassettes y video-games, presentan la señal de video compuesta (con la croma en 3,58MHz), lo que reduce la resolución de las señales de color a 1MHz.

## La salida RGB

A pesar de que los televisores trabajan con señal de video compuesta, la misma tendrá que ser descompuesta para la formación de las señales R, G y B necesarias para la excitación del T.R.C.; por lo tanto, la etapa final de excitación del tubo de rayos catódicos será igual tanto para la televisión convencional como para los monitores de alta resolución.

Pero... ¿realmente será lo mismo?

En la figura 4 vemos la diagramación básica de una salida R, G, B que se utiliza actualmente en algunos televisores PAL.

El cinescopio utilizado hasta hoy es una válvula grande y se lo considera como uno de los medios más usados en transformación de las señales eléctricas en señales luminosas.

No obstante, es necesario que se produzcan las tensiones que originen su excitación. Podemos citar la MAT (Muy Alta Tensión), polarizaciones de grilla 2, foco, etc.

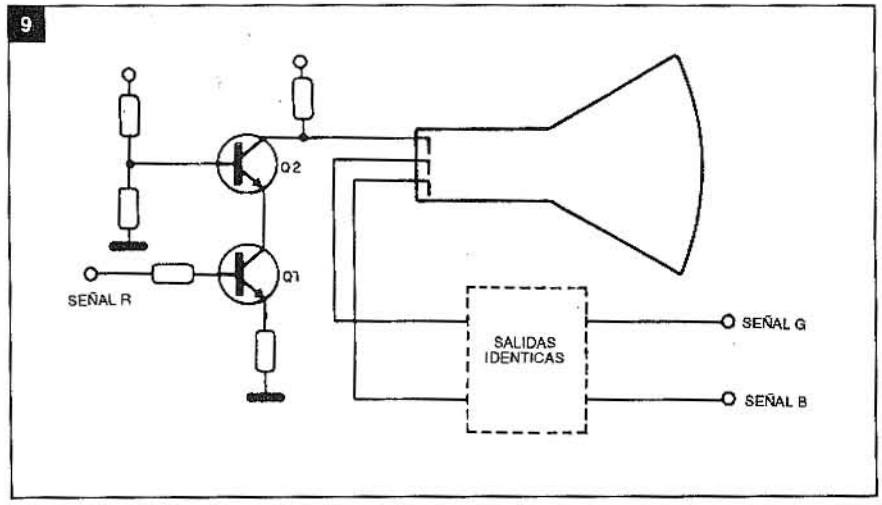
Aunque el T.R.C. trabaja con tensiones altas, las respectivas corrientes de trabajo son pequeñas si se lo coloca como un circuito de alta impedancia.

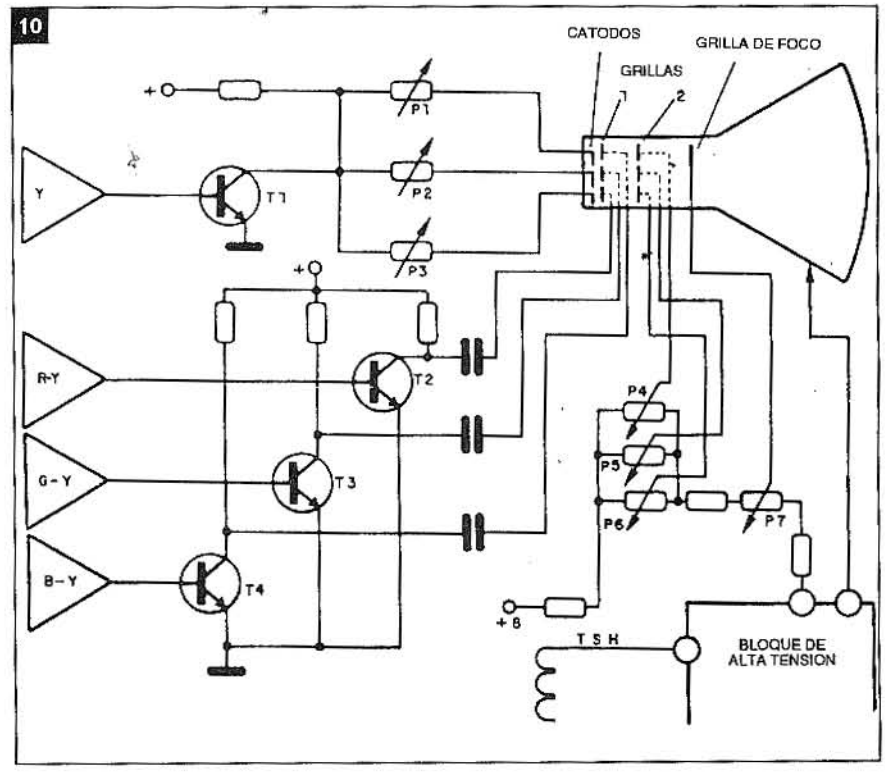
Normalmente, la excitación del cinescopio se logra por el cátodo, en un proceso de una variación grande de tensión, dando como resultado una alteración en la corriente de emisión y, consecuentemente, en el brillo.

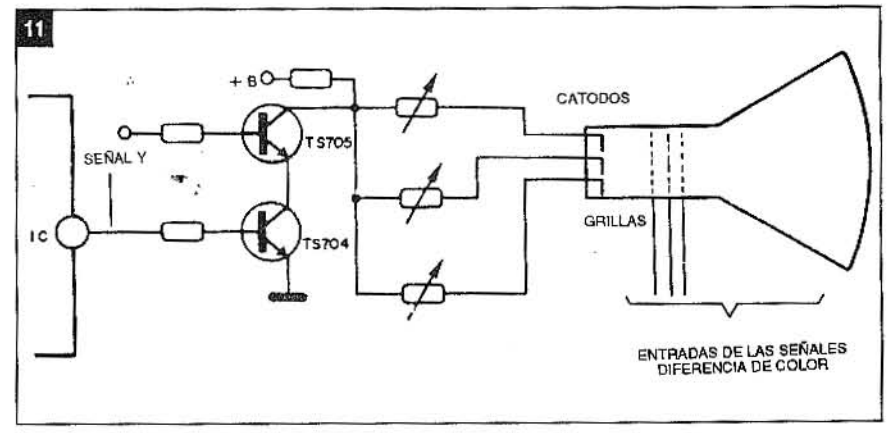
Es, justamente, esta gran variación de la tensión en el cátodo lo que introduce una de las principales limitaciones respecto de la resolución final de la imagen.

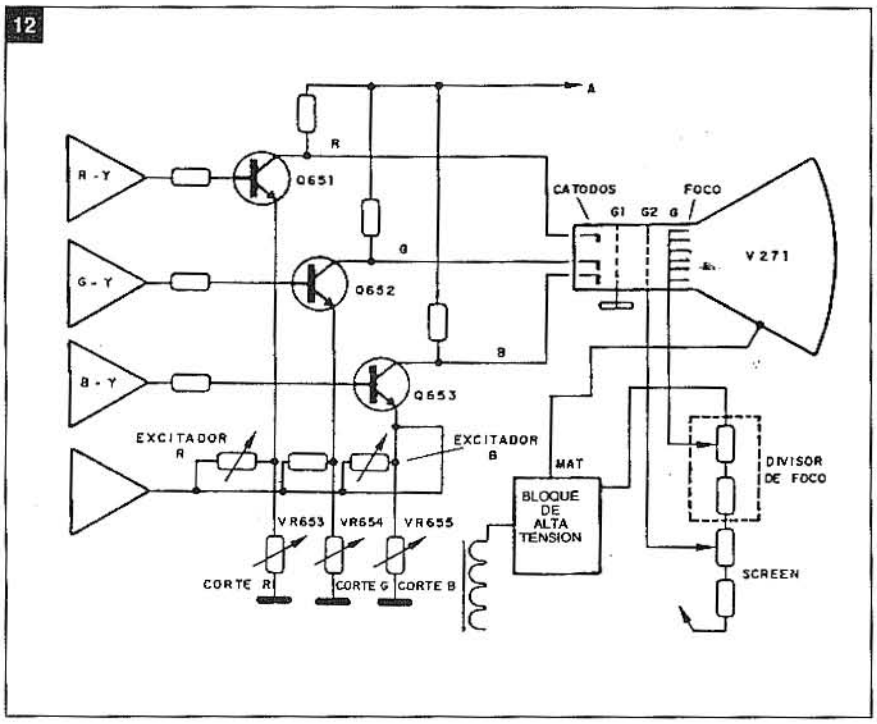
## Limitación de frecuencia de los transistores

Sabemos que cuando un transistor se coloca en la configuración de emisor co-






mún, la señal deberá entrar por la base y salir por el colector de manera invertida y con una amplitud que dependerá de los resistores utilizados en el emisor y en el colector, tal como vemos en la figura 5.

Esta configuración presenta algunos inconvenientes, como la respuesta de frecuencia del transistor que queda limitada debido a la capacidad parásita entre el colector y el emisor.

Entre el colector y la base del transistor no hay circulación de corriente, pero se trata de una juntura, donde surgirá una pequeña capacidad parásita indeseable.

Si observamos la figura 7, vemos que en el instante inicial to, a pesar de la existencia de polarización de corriente continua para el transistor, no hay ninguna señal entrando en la malla, lo que resulta en una tensión de 4V en la base y 80V en el colector.

Es así que podemos considerar que el capacitor (parásito) entre la juntura colector-base está cargado con 76V.

En el instante t1 aparece una señal (tensión subiendo) en la base del transistor Q1, y el mismo comenzará a conducir haciendo descender la tensión del colector en una mayor proporción (resistor de colector mucho mayor que el del emisor). Es ahí que el capacitor comenzará a descargarse rápidamente y, como la variación de tensión es mucho más lenta que la descarga del capacitor, podemos decir que no ejercerá influencia sobre la tensión de base.

Luego, la tensión de base del transistor que estaba subiendo empezará a caer y, en consecuencia, la tensión del colector que estaba descendiendo comenzará a subir, iniciando un proceso de carga en el capacitor parásito.

Considerando que la variación de tensión es lenta, el capacitor se carga muy rápidamente, sin alterar la tensión de base del transistor.

En el caso de que la señal aplicada a la base poseyera una variación de tensión más rápida (onda cuadrada de la figura 7), habría una subida brusca de tensión de la base y, por lo tanto, una brusca caída de tensión en el colector.

En ese instante, el capacitor irá descargándose y durante la carga se comportará como un cortocircuito, volviendo negativa la tensión de base y, obviamente, eliminando el potencial positivo de la misma.

Después de que el transistor haya alcanzado el punto de conducción deseado (40V), pasará un tiempo (t1 a t2) y la tensión de base caerá rápidamente, provocando la subida de tensión en el colector.

Entonces, ahí, se produce la carga del capacitor parásito de la juntura colector/base, elevando la tensión de la base eliminando la variación de la tensión en la misma.

Este efecto, a medida que aumenta la frecuencia, reduce considerablemente la amplificación del transistor.

La mayoría de los fabricantes de televisores trabajan con amplificadores RGB especiales, en los que la capacidad parásita es bastante reducida. Asimismo, difícilmente logran llegar a los 4,2MHz de respuesta de frecuencia.

¿Cómo hacer posible alcanzar la frecuencia de 4,2MHz, o hasta sobrepasarla, si la capacidad parásita es un factor preponderante en los transistores? La salida fue la utilización de una configuración diferente en lo que respecta a la entrada y salida de una señal en el transistor.

## La configuración base común

Hace ya muchos años que, para evitar el problema de la capacidad parásita, se utiliza el transistor en la configuración base común en selectores de canales, como muestra la figura 8.

En esta configuración, la señal entrará por el emisor y saldrá por el colector, teniendo en común la juntura de base.

Considerando que la tensión normal de base es de 3,6V, en el emisor es de 3V y en el colector de 8V, si se aplicara una señal al emisor, esto haría que la tensión del mismo variara. En el caso de que la tensión del emisor se elevara, habría una menor conducción del transistor y, en consecuencia, un aumento de la tensión de base; además, aumentará la resistencia interna, lo que provocará que también se produzca una subida de tensión del colector.

La fase de la señal aplicada al emisor es la misma que la de la señal presente en la base y en el colector, anulando, prácticamente, el efecto de la capacidad parásita.

## Configuración mixta emisor común y base común

En los monitores y televisores de alta resolución se optó por la utilización mixta

de la configuración emisor común y base común a partir de dos transistores, como vemos en la figura 9.

La señal básica que deberá ser amplificada entrará en la base del transistor Q1 y tendrá que amplificarse para excitar al transistor Q2 que está en la configuración de emisor común; o sea, la señal que entra en la base tendrá su fase invertida en el colector. Sin embargo, el montaje entre los dos transistores se hizo para evitar una variación de tensión en el colector de Q1, pues la base de Q2 está polarizada con resistores de bajo valor, generando, para cualquier excitación, una buena corriente entre base y emisor.

Así, podemos decir que si la tensión de base de Q1 se eleva, éste conducirá y habrá una mayor circulación de corriente por la juntura base y emisor de Q2 y, en consecuencia, se producirá una caída de la tensión del colector de Q2.

Por lo tanto, para el transistor Q1, que prácticamente no posee variación en la tensión del colector, el problema de la capacidad parásita no tendrá gran influencia y para Q2 el mínimo de la variación que se produce en la tensión de base tendrá la misma fase de la tensión del colector, lo que también reduce considerablemente la actuación de la capacidad parásita.

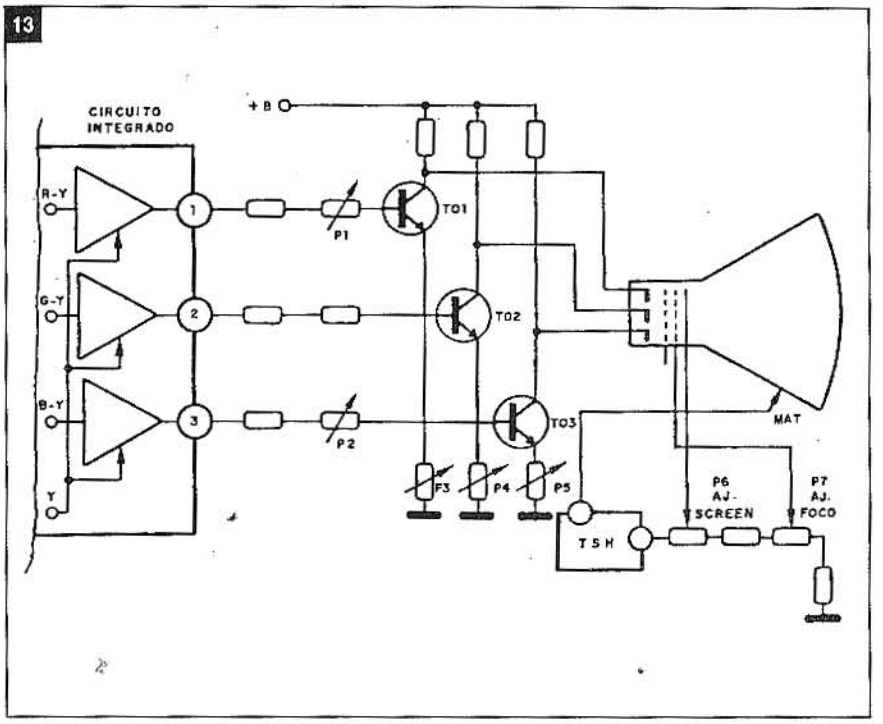
## Los primeros televisores en colores

Los televisores lanzados al mercado en la década del '70, presentaban salidas RGB muy distintas de las actuales; por eso, éstas no podían ser llamadas de salidas RGB.

La configuración se muestra en la figura 10.

Como podemos observar en la figura, la señal de luminancia era amplificada hasta llegar al cátodo; es decir, la misma señal de luminancia se aplicaba a los tres cañones simultáneamente, lo que generaba una imagen en blanco y negro.

Para producir la diferencia de colores fue necesario inyectar estas señales (R-Y, G-Y y B-Y) en la grilla de control del TRC. Con la combinación de la excitación del cátodo y de la grilla de cada cañón, se lograría obtener las señales finales R, G y B.




Como conclusión podemos decir que la amplificación de las señales mediante un transistor colocado en la configuración emisor común, reducía la respuesta de frecuencia de la luminancia. Ya para los transistores amplificadores de las señales diferencia de color, la pérdida de la resolución no era tan significativa, dado que las señales sólo podrían llegar a las bases de las mismas con una respuesta de 1MHz.

Philips introdujo una mejora en el proceso de resolución horizontal. Fue en la década del '70 con el chasis KL7 (figura 11).

Todo estaba basado en el proceso anterior pero con una salida de video (luminancia) diferenciada, pues el transistor TS704 trabajada en configuración de emisor común pero, prácticamente, no existía ninguna variación de tensión en su colector, dejando que el transistor TS705 (base común) fuera el que hiciera, realmente, el trabajo de amplificación.

Las señales diferencia de color mantienen el mismo sistema anterior, y se aplican a las grillas de control (grilla 1).

Con la llegada de los televisores de tecnología japonesa, -PANASONIC, MITSUBISHI, SONY, TOSHIBA, etc.- al final de la década del '70, se cambió la configuración de los amplificadores excitadores del T.R.C., según muesra la figura 12.

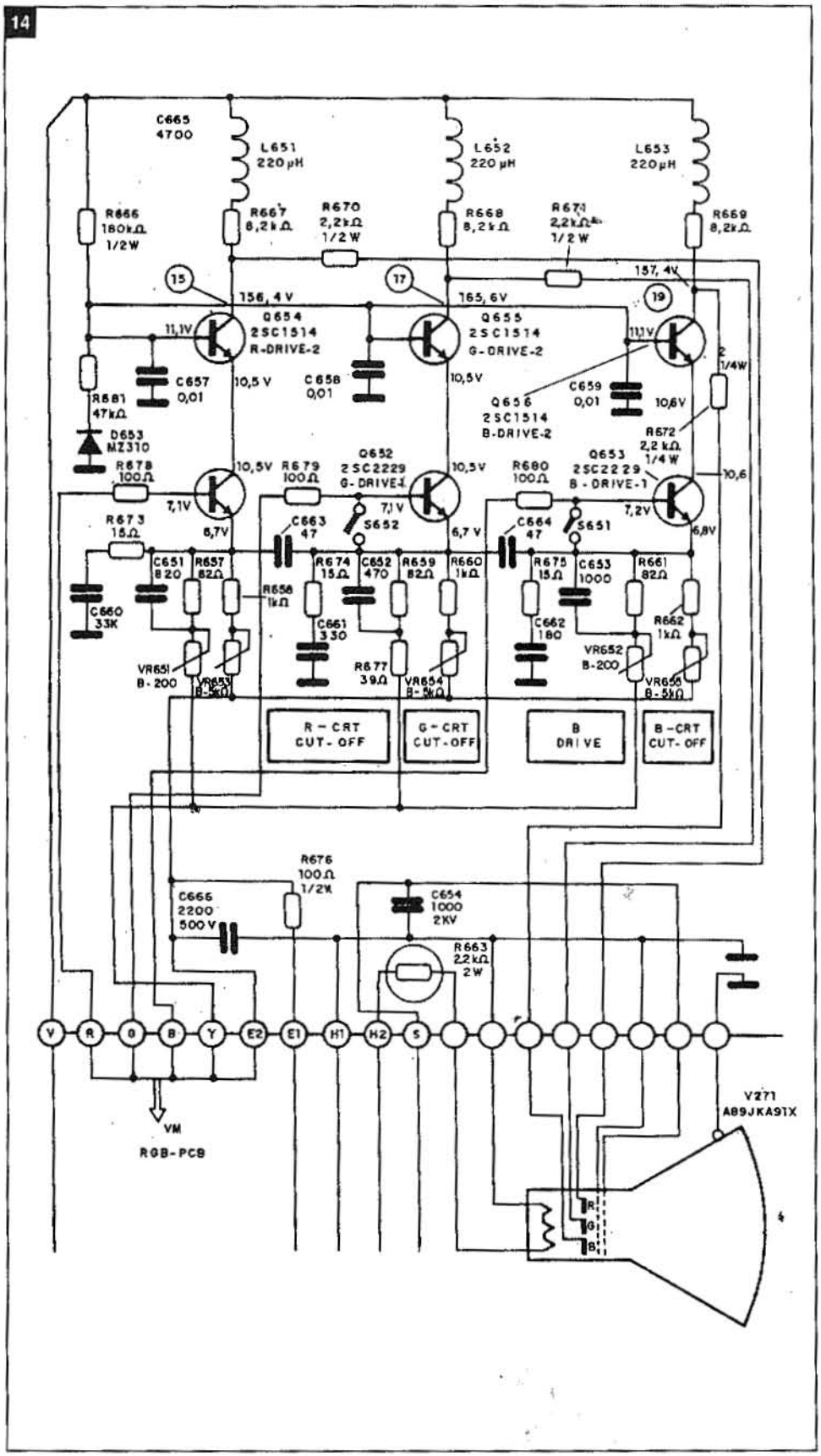
Las señales diferencia de color se introducían en la base de los transistores amplificadores R, G y B en una configuración de emisor común y, al mismo tiempo, la señal de luminancia (cerca de 4,2MHz) entraba en los emisores de estos transistores atenuando la capacidad parásita.

A comienzos de la década del '80, el mercado de televisores color empezó a crecer pero, todavía, el factor CALIDAD DE IMAGEN no pesaba tanto en la balanza.

Así, terminaron surgiendo los televisores de resolución satisfactoria, con amplificadores finales antes del T.R.C. recibiendo la señal completa y con R, G y B entrando por las bases luminancia +R-Y, +G-Y y +B-Y).

Lógicamente, estos transistores poseían una capacidad mucho menor, lo que aumentaba su respuesta de frecuencia, posibilitando que trabajaran en alrededor de 4,2MHz (figura 13).

Con el florecimiento de televisores importados de mayor resolución y con las características de resolución horizontal comenzando a mencionarse en los manuales, y hasta entre los mismos vende-




dores, la tendencia se invirtió y los fabricantes comenzaron a trabajar nuevamente con la señal de luminancia entrando por los emisores de los transistores RGB y las señales diferencia de color por las bases, lo que, al menos, garantiza mejor calidad de imagen a nuestros televisores.

## La salida RGB de alta resolución

Podemos llamar televisores de alta resolución a los que sobrepasan la banda de los 4,2MHz. Estos, además de poseer todos los circuitos de procesamiento proyectados de manera de evitar pérdida de altas frecuencias, tienen salidas RGB y TRC de respuestas muy rápidas.

En la figura 14 mostramos un aspecto de la salida RGB de un televisor de alta resolución: el modelo TC-3701 de MITSUBISHI, donde podemos ver que las señales diferencia de color entran por las bases de los transistores colocados en la configuración de emisor común, mientras que la señal de luminancia entra por los emisores de los mismos.

Estas señales son amplificadas, con pérdidas mínimas en altas frecuencias, por los siguientes transistores: Q654, Q655 y Q656.

El objetivo de los inductores conectados a los colectores de estos transistores es el de reforzar las altas frecuencias, obteniendo, de esta manera, una mayor ganancia en las señales de frecuencias más altas, reforzando, todavía más, la resolución.

Esperamos que con este resumen general, el técnico pueda ser capaz no sólo de entender el problema de la resolución sino, también, reconocer los televisores capaces de brindar una mayor calidad de imagen, indicando e informando mejor a sus clientes. ✪

# EL MUNDO DEL CAMCORDER 1993 - 1994

## Conclusión

***Continuando con la descripción de los más recientes modelos de camcorder que vimos en Europa y los Estados Unidos, incluimos en esta última parte de la serie, nuevos modelos de todos los formatos (VHS, VHS-C, S-VHS, S-VHS-C, 8 mm y Hi-8).***

*Por Egon Strauss*

Queremos destacar que con estos equipos ya superamos la cantidad de 250 modelos de camcorder de última generación cuyas especificaciones y prestaciones se han volcado a las páginas de SABER ELECTRONICA. Creemos con toda modestia que con esta cifra hemos superado ampliamente todas las listas publicadas anteriormente en otros medios.

| *COLUMNA CON LOS NUMEROS DE GUIA* | *SIGNIFICADO DE LOS NUMEROS DE GUIA* |
|---|---|
| 1 | marca |
| 2 | modelo |
| 3 | formato |
| 4 | cantidad de cabezas de video |
| 5 | tiempo de grabación en modo SP |
| 6 | tiempo de grabación en modo LP o EP |
| 7 | velocidad en modo SP |
| 8 | velocidad en modo LP o EP |
| 9 | lente |
| 10 | dispositivo captador de imagen |
| 11 | obturador |
| 12 | sistema de enfoque |
| 13 | control de abertura |
| 14 | mira electrónica |
| 15 | micrófono |
| 16 | nivel mínimo de iluminación |
| 17 | salida de video |
| 18 | salida de audio |
| 19 | tensión de trabajo de la fuente |
| 20 | consumo |
| 21 | dimensiones en mm |
| 22 | peso en kg |
| 23 | accesorios suministrados |
| 24 | características especiales |

En la tabla anterior, publicamos nuevamente el listado del significado de los números contenidos en la primera columna de las Tablas y, también, las abreviaturas más frecuentes, usadas en las mismas.

A continuación repetimos algunas de las abreviaturas más frecuentes que se usan en este listado.

AE = AUTOMATIC EXPOSURE = exposición automática

AF = AUTOMATIC FOCUS = foco automático

AWB = AUTOMATIC WHITE BALANCE = balance de blanco automático

cc = corriente continua

B/N = blanco y negro

DSP = DIGITAL SIGNAL PROCESSOR = procesador digital de señales

AI = AUTO IRIS = ARTIFICIAL INTELLIGENCE = iris automático = inteligencia artificial

TTL = THROUGH THE LENS = a través de la lente

TFT = THIN FILM TRANSISTOR = transistor de película delgada

Las características y especificaciones de los camcorder contenidas en este listado, están basados en datos suministrados por cada marca. Se consideran correctos en momentos de confeccionar el presente listado.

## CAMCORDER PARA PAL

| | | |
|---|---|---|
| 1 | JVC | Telefunken |
| 2 | GR-AX35EG | C 1400 |
| 3 | VHS-C | VHS-C |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 45 min. con EC-45 | 45 min. con EC-45 |
| 6 | --- | --- |
| 7 | 23,39 mm/seg | 23,39 mm/seg |
| 8 | --- | --- |
| 9 | zoom motoriz. 10x, macro, F:1,8 | zoom motoriz. 10x, macro, F:1,8 |
| 10 | sensor CCD, 1/3", 320.000 pixel | sensor CCD, 1/3", 320.000 pixel |
| 11 | variable (1/100 a 1/4000) | variable (1/60 a 1/4000) |
| 12 | automático | automático |
| 13 | automático | automático |
| 14 | CRT, 1/3", B/N | CRT, 1/3", B/N |
| 15 | electret mono | electret mono |
| 16 | 5 lux | 5 lux |
| 17 | 1 volt -p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -8dB, 600 ohm | -8dB, 600 ohm |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 6 watt | 6 watt |
| 21 | 180 x120 x1.10 mm | 180 x 120 x110 mm |
| 22 | 0,890 kg | 0,890 kg |
| 23 | batería, cargador, cable A/V | batería, cargador, cable A/V |
| 24 | sincro-edit, salida A/V, efectos digitales, AWB, AE, AI, AF | sincro-edit, salida A/V, efectos digitales, AWB, AE, AI, AF |

1

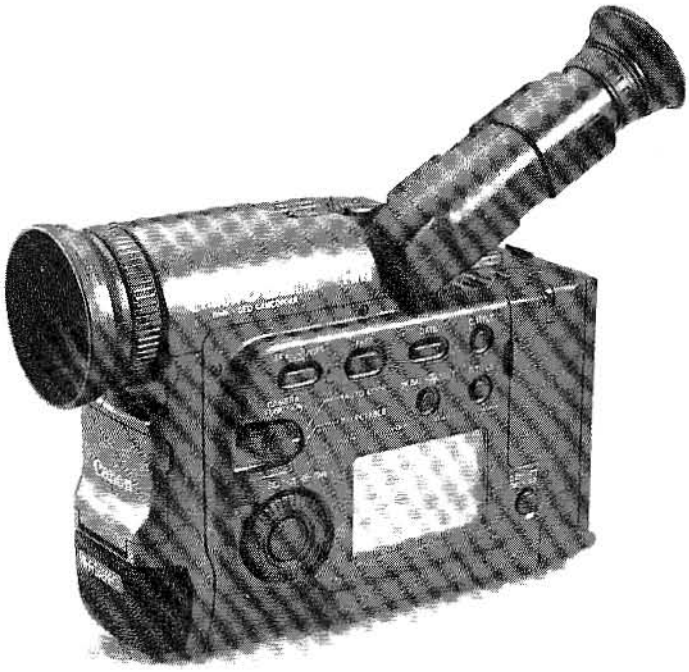
**Camcorder JVC de la serie GR.**

## CAMCORDER PARA PAL

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Blaupunkt | Grundig |
| 2 | CCR 650 | LC 255SC |
| 3 | S-VHS-C | S-VHS-C |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 45 min. con SEC-45 | 45 min. con SEC-45 |
| 6 | 90 min. con SEC-45 | 90 min. con SEC-45 |
| 7 | 23,39 mm/seg | 23,39 mm/seg |
| 8 | 11,7 mm/seg | 11,7 mm/seg |
| 9 | zoom motoriz., 8x, digital 16x, macro, F:1,4 | zoom motoriz., 8x, digital 16x, macro, F:1,4 |
| 10 | sensor CCD, 1/3", 420.000 pixel | sensor CCD, 1/3", 420.000 pixel |
| 11 | veloc. variable (1/100 a 1/4000) | veloc. variable, (1/100 a 1/4000) |
| 12 | automático | automático |
| 13 | automático | automático |
| 14 | CRT, 1/3", B/N | CRT, 1/3", B/N |
| 15 | electret stereo | electret stereo |
| 16 | 1 lux | 1 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -8dB, 600 ohm | -8dBm, 600 ohm |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 6,9 watt | 6,9 watt |
| 21 | 204 x 156 x 118 mm | 204 x 156 x 118 mm |
| 22 | 0,780 kg | 0,780 kg |
| 23 | batería, cargador, adaptador VHS, cable A/V, cable "S" | batería, cargador, adaptador VHS, cable A/V, cable "S" |
| 24 | D.I.S., V.I.T.C., stereo Hi-Fi, efectos digitales, audio FM, VISS | D.I.S., V.I.T.C., stereo Hi-Fi, efectos digitales, audio FM, VISS |

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Sony | Canon |
| 2 | CCD-TR705E | UC 2 Hi |
| 3 | Hi-8 | Hi-8 |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 90 min. con E5/P5-90 | 120 min. con E5/P5-90 |
| 6 | 180 min. con E5/P5-90 | 180 min. con E5/P5-90 |
| 7 | 20,051 mm/seg | 20,051 mm/seg |
| 8 | 10,026 mm/seg | 10,026 mm/seg |
| 9 | zoom motoriz., 8x, macro, F:1,6 | zoom motoriz., macro, F:1,8, 12x |
| 10 | sensor CCD, 1/2", 470.000 pixel | sensor CCD, 1/3", 470.000 pixel |
| 11 | variable (1/50 a 1/10.000) | variable (1/100 a 1/10.000) |
| 12 | foco interno automático y manual | automático |
| 13 | automático y manual | automático |
| 14 | CRT, 0,6", B/N | CRT, 0,6", B/N |
| 15 | electret stereo | electret stereo |
| 16 | 2lux | 2 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -7,5dB, 2,2 k | -8dB, 600 ohm |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 5,5 watt | 6 watt |
| 21 | 178 x 109 x 105 mm | 80,5 x 183 x 134 mm |
| 22 | 1,020 kg | 0,973 kg |
| 23 | batería, cargador, cable A/V, cable "S", control remoto, RF | batería, cargador, cable A/V, cable "S", control remoto, RF |
| 24 | Hi-8, control remoto, reloj mundial, efectos digitales, foco interno de rango completo | Hi-8, control remoto, reloj mundial, efectos digitales, foco interno de rango completo |

2



*Camcorder Canon UC 2 Hi.*

### *CAMCORDER PARA PAL*

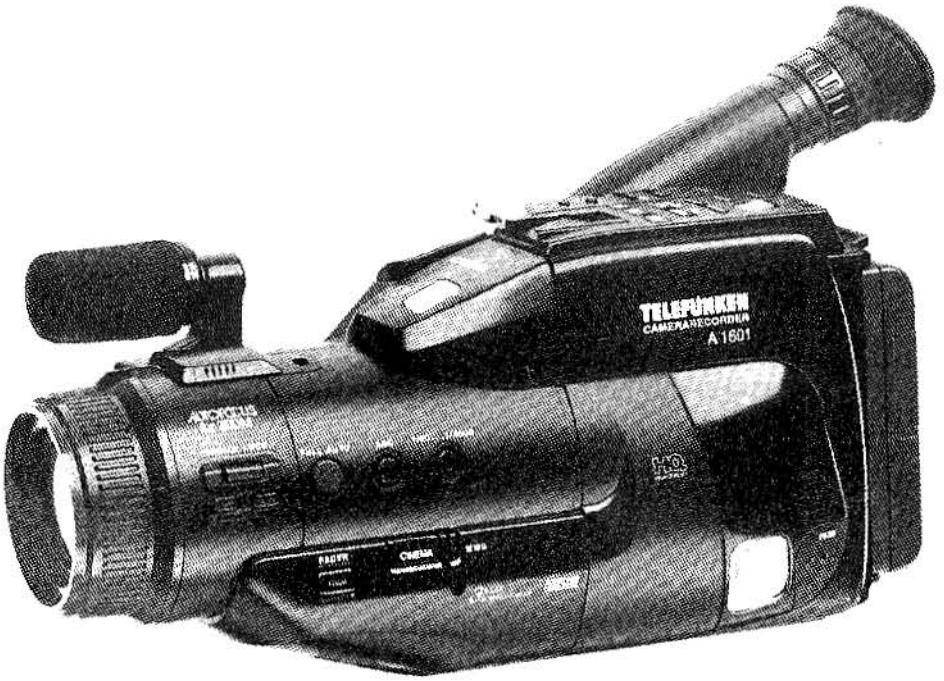
| | | |
|---|---|---|
| 1 | Nikon | Yashica |
| 2 | VN-7500 | KX-H3e |
| 3 | Hi-8 | Hi-8 |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 90 min con E5/P5-90 | 90 min con E5/P5-90 |
| 6 | 180 min con E5/P5-90 | 180 min con E5/P5-90 |
| 7 | 20,051 mm/seg | 20,051 mm/seg |
| 8 | 10,026 mm/seg | 10,026 mm/seg |
| 9 | zoom motoriz., 10x, macro, F:1,6 | zoom motoriz., 10x, macro, F:1,6 |
| 10 | sensor CCD, 1/3", 470.000 pixel | sensor CCD, 1/3", 470.000 pixel |
| 11 | variable (1/100 a 1/10.000) | variable (1/100 a 1/10.000) |
| 12 | foco interno automático y manual | foco interno automático y manual |
| 13 | automático y manual | automático y manual |
| 14 | CRT, 0,6", B/N | CRT, 0,6", B/N |
| 15 | electret stereo | electret stereo |
| 16 | 3 lux | 3 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -7,5dB, 2,2 k | -7,5dB, 2,2 k |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 6,4 watt | 6,4 watt |
| 21 | 189 x 109 x 106 mm | 189 x 109 x 106 mm |
| 22 | 1,1 kg | 1,1 kg |
| 23 | batería, cargador, cable A/V, R.F., cable "S", control remoto | batería, cargador, cable A/V, R.F., cable "S", control remoto |
| 24 | Hi-8, sonido Hi-Fi stereo, código de datos y tiempos, foco interno de rango completo | Hi-8, sonido Hi-Fi stereo, código de datos y tiempos, foco interno de rango completo |

## CAMCORDER PARA PAL

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Grundig | Blaupunkt |
| 2 | LC285HE | CCR 890H |
| 3 | HI-8 | Hi-8 |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 90 min. con E5/P5-90 | 90 min. con E5/P5-90 |
| 6 | 180min. con E5/P5-90 | 180 min. con E5/P5-90 |
| 7 | 20,051 mm/seg | 20,051 mm/seg |
| 8 | 10,026 mm/seg | 10,026 mm/seg |
| 9 | zoom motoriz., 10x, macro, F:1,6 | zoom motoriz., 10x, macro, F:1,6 |
| 10 | sensor CCD, 470.000 pixel, 1/3" | sensor CCD, 1/3", 470.000 pixel |
| 11 | variable, (1/100 a 1/10.000) | variable (1/100 a 1/10.000) |
| 12 | foco interno automático y manual | foco interno automático y manual |
| 13 | automático y manual | automático y manual |
| 14 | CRT, 0,6", B/N | CRT, 0,6", B/N |
| 15 | electret stereo | electret stereo |
| 16 | 3 lux | 3 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -7,5dBV, 2,2 k | -7,5dBV, 2,2 k |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 6,4 watt | 6,4 watt |
| 21 | 189 x 109 x 106 mm | 189 x 109 x 106 mm |
| 22 | 1,1 kg | 1,1 kg |
| 23 | batería, cargador, R.F. cable A/V, cable "S", control remoto | batería, cargador, R.F. cable A/V, cable "S", control remoto |
| 24 | Hi-8, sonido Hi-Fi stereo, código de datos y tiempos, foco interno de rango completo | Hi-8, sonido Hi-Fi stereo, código de datos y tiempos, foco interno de rango completo |

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Telefunken | Nordmende |
| 2 | A 1601 | CV303 |
| 3 | VHS-C | VHS-C |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 45 min. con EC-45 | 45 min. con EC-45 |
| 6 | --- | --- |
| 7 | 23,39 mm/seg | 23,39 mm/seg |
| 8 | --- | --- |
| 9 | zoom motoriz. 8x, F:1,4, macro | zoom motoriz. 8x, F:1,4, macro |
| 10 | sensor CCD, 1/3", 320.000 pixel | sensor CCD, 1/3", 320.000 pixel |
| 11 | variable (1/50 a 1/4000) | variable (1/50 a 1/4000) |
| 12 | AF rango completo, macro | AF rango completo, macro |
| 13 | automático | automático |
| 14 | CRT, 0,6", B/N | CRT, 0,6", B/N |
| 15 | electret mono, unidireccional | electret mono, unidireccional |
| 16 | 3 lux | 3 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -6dBV, baja impedancia | -6dBV, baja impedancia |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 8 watt | 8 watt |
| 21 | 115 x 315 x 127 mm | 115 x 315 x 127 mm |
| 22 | 0,810 kg | 0,810 kg |
| 23 | batería, cable A/V, cargador | batería, cable A/V, cargador |
| 24 | titulador, modo cine, limpiador automático de cabezas, AWB, AF con macro, VHS compatible | titulador, modo cine, limpiador automático de cabezas, AWB, AF con macro, VHS compatible |

3




*Camcorder Telefunken A 1601.*

### *CAMCORDER PARA PAL*

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Saba | JVC |
| 2 | VM 6946 | GR-SZ1E |
| 3 | VHS-C | S-VHS-C |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 45 min. con EC-45 | 45 min. con SEC-45 |
| 6 | --- | 90 min. con SEC-45 |
| 7 | 23,39 mm/seg | 23,39 mm/seg |
| 8 | --- | 11,7 mm/seg |
| 9 | zoom motoriz., 8x, F:1,4, macro | zoom motoriz., 10x, macro, F:1,8 |
| 10 | sensor CCD, 1/3", 320.000 pixel | sensor CCD, 1/3", 470.000 pixel |
| 11 | variable (1/50 a 1/4000) | variable (1/100 a 1/4000) |
| 12 | AF rango completo, macro | automático |
| 13 | automático | automático |
| 14 | CRT, 0,6",B/N | LCD, color |
| 15 | electret mono | electret stereo |
| 16 | 3 lux | 3 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -6dB, baja impedancia | -6dB, 600 ohm |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 8 watt | 8 watt |
| 21 | 115 x 315 x 127 mm | 130 x 120 x 210 mm |
| 22 | 0,810 kg | 1,350 kg |
| 23 | batería, cargador, cable A/V | batería, cargador, cable A/V |
| 24 | VHS compatible, titulador, modo cine, limpiador automático de cabezas | sonido Hi-Fi stereo, efectos digitales, control remoto, E.I.S., código VITC |

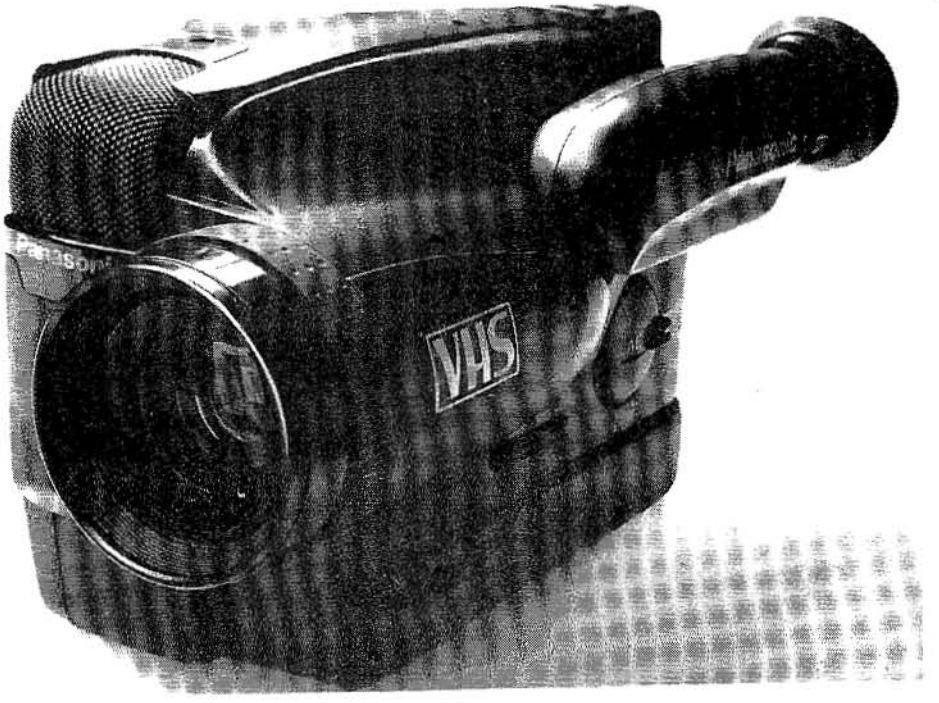
4

*Camcorder JVC GR-SZ1E.*

### *CAMCORDER PARA PAL*

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Panasonic | Sanyo |
| 2 | NV-R50E | VM-EX30P |
| 3 | VHS-C | 8 mm |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 45 min. con EC-45 | 120 min. con ES-120 |
| 6 | 90 min. con EC-45 | 240 min. con ES-120 |
| 7 | 23,39 mm/seg | 20,051 mm/seg |
| 8 | 11,12 mm/seg | 10,026 mm/seg |
| 9 | zoom motoriz., 10x, macro, F:1,8 | zoom motoriz., 10x, macro, F:1,8 |
| 10 | sensor CCD, 1/4", 320.000 pixel | sensor CCD, 1/3", 320.000 pixel |
| 11 | veloc. variable (1/100 a 1/4000) | veloc. variable (1/100 a 1/4000) |
| 12 | automático | automático |
| 13 | automático | automático |
| 14 | LCD, colores | TRC, B/N |
| 15 | electret mono | electret mono |
| 16 | 15 lux | 15 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -8dB, 600 ohm | -8dB, 600 ohm |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 8 watt | 8 watt |
| 21 | 70 x 120 x 220 mm | 120 x 110 x 200 mm |
| 22 | 0,830 kg | 0,960 kg |
| 23 | batería, cargador, cable A/V | batería, cargador, cable A/V |
| 24 | efectos digitales, mira electrónica en colores, AWB, AF, AI, llave contraluz, E.I.S. | control remoto, AWB, AE, AI, AF, efectos digitales, sonido Hi-Fi mono |

5




*Camcorder Panasonic de la serie NV.*

### *CAMCORDER PARA PAL*

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Saba | Nordmende |
| 2 | SCM3 | SV 550 |
| 3 | S-VHS-C | S-VHS-C |
| 4 | 4 | 4 |
| 5 | 45 min. con SEC-45 | 45 min. con SEC-45 |
| 6 | 90 minutos con SEC-45 | 90 minutos con SEC-45 |
| 7 | 23,39 mm/seg | 23,39 mm/seg |
| 8 | 11,7 mm/seg | 11,7 mm/seg |
| 9 | zoom motoriz. 6x, macro, F:2,0 | zoom motoriz. 6x, macro, F:2,0 |
| 10 | sensor CCD, 1/2", 420.000 pixel | sensor CCD, 1/2", 420.000 pixel |
| 11 | variable (1/50 a 1/4000) | variable (1/50 a 1/4000) |
| 12 | automático | automático |
| 13 | automático | automático |
| 14 | CRT, B/N | CRT, B/N |
| 15 | electret mono | electret mono |
| 16 | 9 lux | 9 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -8dB, 1 k | -8db, 1 k |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 6,9 watt | 6,9 watt |
| 21 | 120 x 120 x 165 mm | 120 x 120 x 165 mm |
| 22 | 1,050 kg | 1,050 kg |
| 23 | batería, cargador, cable A/V | batería, cargador, cable A/V |
| 24 | conector "S", titulador, efectos digitales, AWB, AE, AI, AF, TTL, pantalla ancha | conector "S", titulador, efectos digitales, AWB, AE, AI, AF, TTL, pantalla ancha |

6

*Camcorder sanyo de la serie VM.*

### CAMCORDER PARA PAL

| | | |
|---|---|---|
| 1 | Minolta | Yashica |
| 2 | 8-848 | KX-35U |
| 3 | Hi-8/8 mm | 8 mm |
| 4 | 4 | 2 |
| 5 | 2,5 horas con P6-150 | 2,5 horas con P6-150 |
| 6 | --- | --- |
| 7 | 14,3 mm/seg | 14,3 mm/seg |
| 8 | 7,2 mm/seg | — |
| 9 | zoom motoriz., 8x, macro digital 16x | zoom motoriz., 10x |
| 10 | sensor CCD | sensor CCD, 1/3" |
| 11 | variable (1/60 a 1/4000) | variable (1/60 a 1/4000) |
| 12 | automático y manual | automático y manual, TTL |
| 13 | automático | automático |
| 14 | CRT, B/N | CRT, B/N |
| 15 | electret stereo | electret mono |
| 16 | 2 lux | 1 lux |
| 17 | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. | 1 volt p-p, 75 ohm, sinc. negat. |
| 18 | -8dB, 600 ohm (0,57 volt) | -8dB, 600 ohm |
| 19 | 6 volt, cc | 6 volt, cc |
| 20 | 9,5 watt | 8 watt |
| 21 | 105 x 80 x 232 mm | 81 x 180 x 134 mm |
| 22 | 0,845 kg | 0,550 kg |
| 23 | batería, cargador, cable A/V, adaptador R.F., correa | batería, cargador, cable A/V |
| 24 | E.I.S., zoom digital, (16x, 64x), filtro digital efectos especiales, AWB, AF, AE, AI, titulador, control remoto, Hi-Fi stereo, reloj | efectos digitales, TTL, AWB, AE, AF, AI, edit, reloj, control remoto |

# RECEPCION DE SEÑALES DE FM EN AUTOMOVILES

## Conclusión

***En nuestra edición anterior presentamos el par de circuitos integrados SDA2113 y SDA3373, de lanzamiento reciente, que proporcionan un nuevo desempeño a los receptores de FM para uso automotor. En esa ocasión habíamos analizado el principio de funcionamiento del sistema y del circuito cancelador de ruidos SDA2113. En esta segunda parte del artículo nos ocuparemos del funcionamiento del SDA3373, un decodificador stereo especialmente diseñado para formar el otro elemento del par descripto. Esta aplicación exige la implementación de nuevas funciones, lo que también veremos en esta nota.***

Por Newton C. Braga
Adaptación: Horacio D. Vallejo

Según lo ya explicado en el artículo anterior, la base del proyecto está en el hecho de que si los pulsos de ruido de corta duración fuesen reproducidos en un sistema de recepción de FM para uso automotriz, tendríamos un efecto desagradable. Este efecto puede reducirse sensiblemente si, en lugar de la reproducción, se produjera -justo en el instante de la presencia del pulso- la cancelación del sonido por algunos microsegundos. Fue para esta finalidad que se proyectó el circuito SDA2113 (cancelador de ruidos) que habrá de funcionar conjuntamente con el SDA3373, decodificador de FM cuya descripción abordaremos seguidamente.

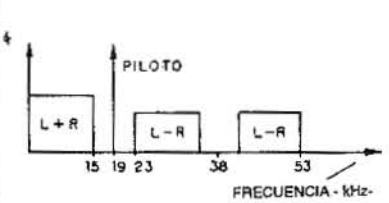
### El circuitto integrado SDA3373

Este circuito fue desarrollado con tecnología bipolar lineal y su función consiste en separar los canales L (Left) y R (Right) a partir de la señal de audio compuesta presente en la etapa de salida de

1

*Diagrama en bloques de un receptor FM stereo.*

2




*Señal compuesta de audio, entrada del CI.*

3

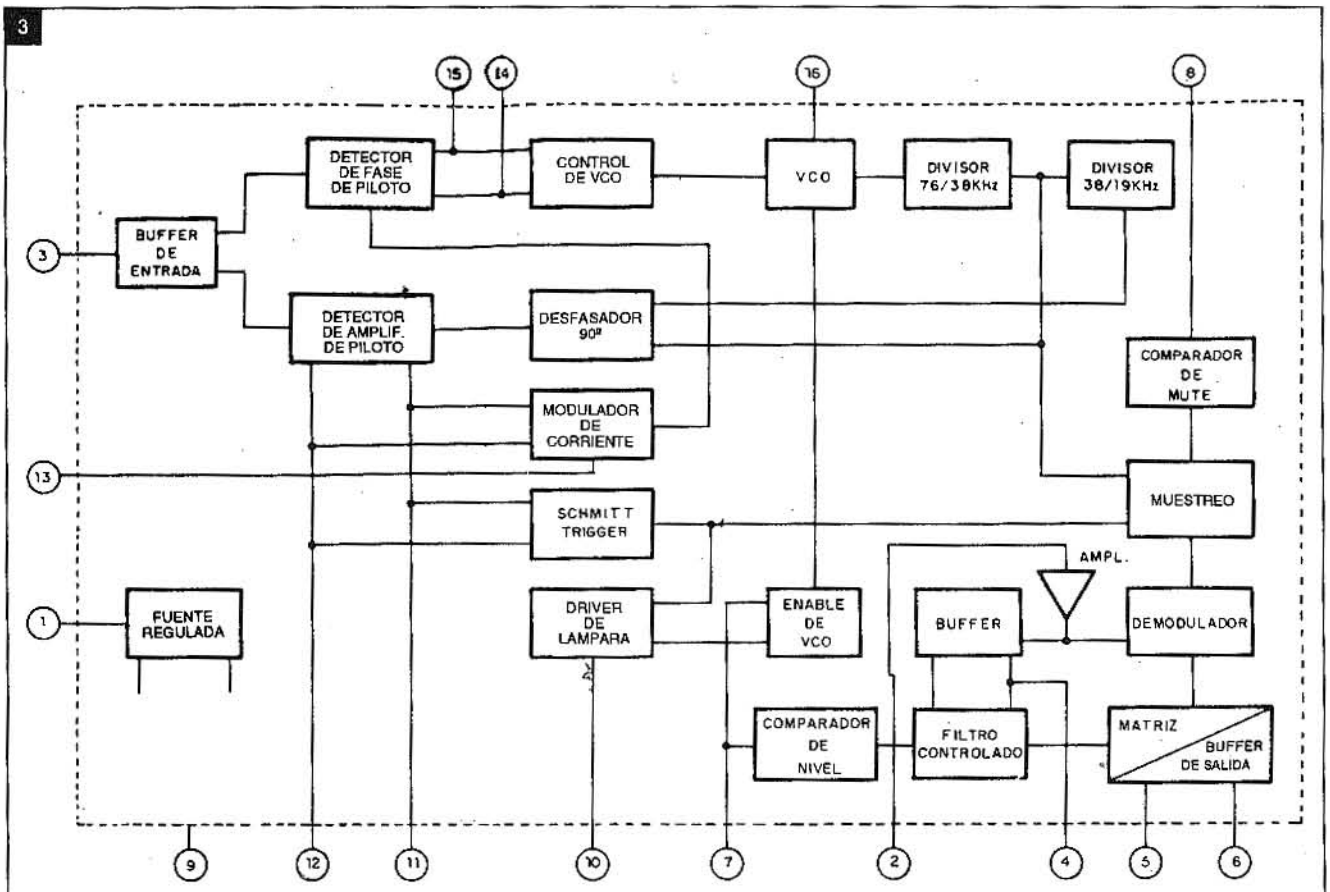



***Diagrama en bloques de las funciones internas del circuito integrado SDA3373.***

los detectores de FI y FM de los receptores automovilísticos.

Este circuito incorpora las funciones de muestreo automático stereo/mono salida para la indicación de recepción stereo y demodulación sincrónica "vía" extracción de la señal piloto con PLL. Además de dichas funciones convencionales, el CI también incorpora las siguientes mejoras en relación a las generaciones anteriores.

- Cancelador de tono piloto (19kHz).
- Controlador de ruido stereo.
- Control de corte de altas frecuencias.
- Parada (detención) forzada de oscilación del VCO.

Utilizando unos pocos componentes externos, este integrado se vuelve especialmente atrayente para nuevos proyectos.

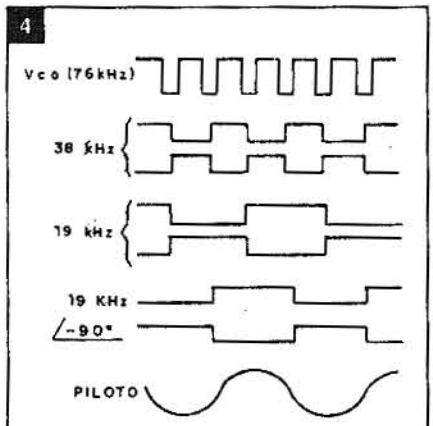
En la figura 1 puede observarse el diagrama en bloques ilustrando la aplicación de ese circuito integrado en un receptor de FM stereo.

Para comprender mejor cómo funciona este circuito integrado partimos del gráfico en el que tenemos las frecuencias de las señales de una transmisión de FM stereo (figura 2).

La señal de audio compuesta, obtenida en el detector de FM, se aplica al pin 3 del circuito integrado.

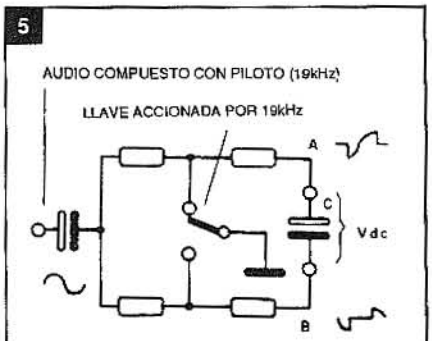
La figura 3 muestra el diagrama en bloques de las funciones internas del circuito integrado SDA3373.

4



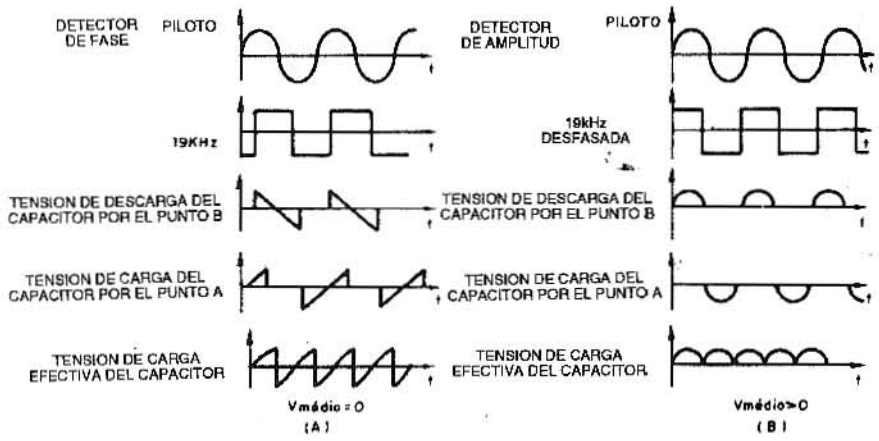

***Formas de onda obtenidas en el VCO.***

5



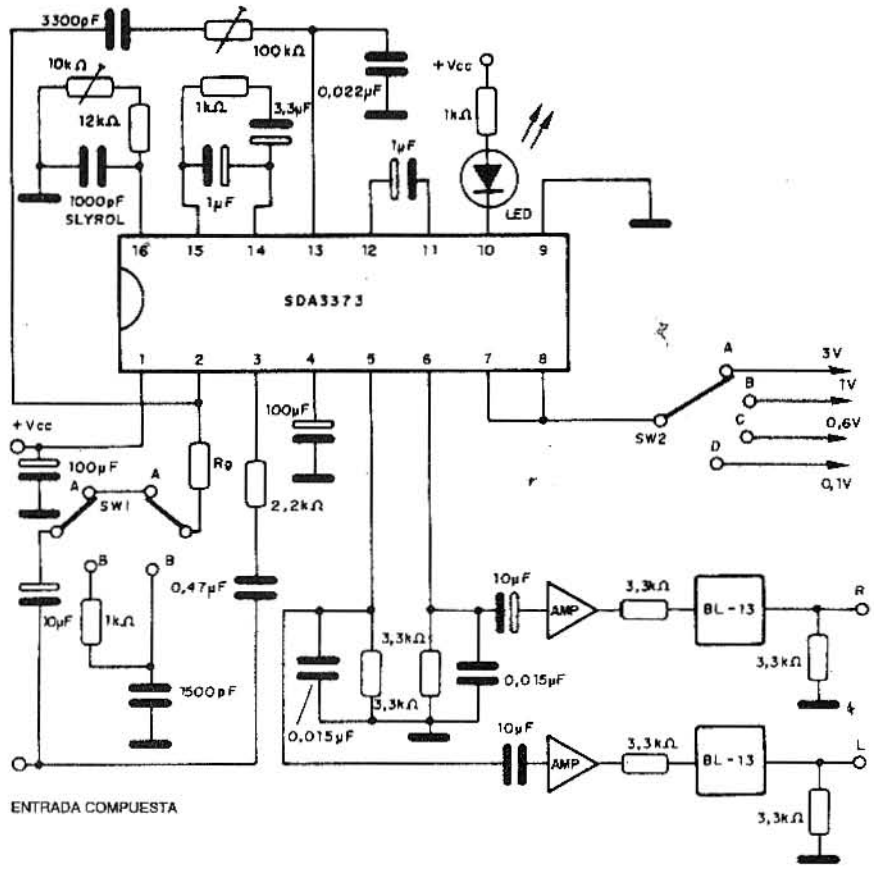

***Circuito equivalente del detector de fase.***

6




***Formas de onda en el detector de fase y en el de amplitud.***

7




***Circuito de prueba***

El PLL está formado por los bloques de fase, control de VCO, divisor de frecuencias de 76/38kHz y divisor de 38/19kHz.

La salida en 38kHz del primer divisor se convierte en la sub-portadora recuperada para la demodulación de la señal L-R.

La figura 4 muestra las formas de onda obtenidas en el VCO hasta el desfasaje de 90°.

El audio compuesto con la señal piloto de 19kHz pasa por un detector de fase cuya configuración básica aparece en la figura 5.

En la figura 6 se observan las formas de onda en el detector de fase y en el detector de amplitud.

Las señales obtenidas en estos bloques poseen diversas finalidades. A la salida del detector tenemos la señal piloto, la que es aplicada a un SCHMITT trigger para el accionamiento de un indicador externo.

Este circuito está dotado de una cierta histéresis con la finalidad de evitarse las oscilaciones en el muestreo mono-stereo.

El Darlington existente en el circuito integrado –para el accionamiento del indicador externo– permite la alimentación de cargas de hasta 200mA.

Otra de las finalidades es la obtención de las señales correspondientes al canal derecho y al izquierdo a través de una matriz.

Esta matriz realiza operaciones, con la señal que se produce, de la siguiente manera:

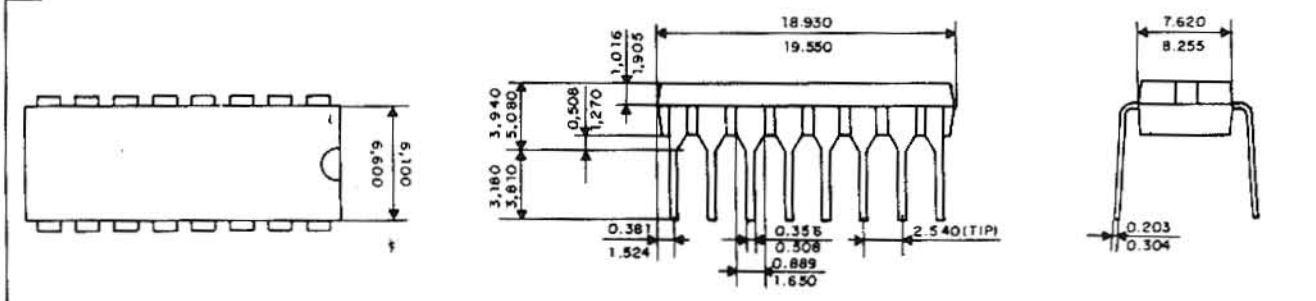
En primer lugar, tenemos la suma de la señal L + R con la señal L - R obteniéndose, así: (L+R) + (L-R) = 2L.

2L corresponde, entonces, a la señal del canal izquierdo que es separada hacia la etapa de salida.

En segundo lugar tenemos la suma L+R con R-L, o: (L + R ) + (-L + R) = 2R.

La señal 2R corresponde al audio del canal derecho que puede ser entregada como señal de salida del canal derecho.

8




*Cápsula y dimensiones*

Además, en este circuito integrado destacamos el bloque amplificador de la señal compuesta que consiste en un amplificador operacional para ejecutar las funciones de ganancia, de nivel DC y de impedancias.

También destacamos los recursos para el tratamiento de la señal en condiciones de recepción débil.

En los circuitos de FI y FM existe una salida para brindar una señal proporcional a su amplitud, que permite indicar las condiciones de recepción. A medida que la recepción se va volviendo más débil, se llega al límite inferior que actúa bajo un SCHMITT trigger, forzándolo a cambiar de estado.

En estas condiciones, la recepción pasa automáticamente de stereo a mono.

Este modo de funcionamiento, tradicionalmente utilizado, tiene el inconveniente del muestreo abrupto de la recepción.

Otro problema es que , a medida que la señal va decreciendo en amplitud, la relación señal/ruido de la señal stereo va degradándose.

En este circuito este problema se resuelve con un cambio gradual y lineal del modo stereo a mono.

La técnica utilizada consiste en la reducción de la demodulación de la componente L-R. Cuando la reducción es total, la componente L - R demodulada se anula, restando sólo la señal L + R (mono).

El SDA3373 tiene otras ventajas que merecen la atención del proyectista:

Supongamos que la recepción de la señal se vuelve cada vez más débil. En un punto determinado, la señal pasará totalmente de stereo a mono, según lo explicado anteriormente.

Si la señal se volviera todavía más débil, la relación S/N de la recepción mono también irá deteriorándose.

El resultado es que el ruido será más pronunciado en las bandas superiores de audio.

Para abordar este problema, existe un filtro pasa-bajos incorporado al circuito y que está controlado por la amplitud de la señal.

| Símbolo | Parámetro | Mín. | Máx. | Unidad |
|---|---|---|---|---|
| Vcc máx. | Tensión máxima de alimentación | 16 | | V |
| IL máx | Corriente de excitación de la lámpara | 40 | | mA |
| Pd máx | Disipación permitida | 520 | | mW |
| Topg | Temperatura de operación | -20 | +70 | °C |
| Tstg | Temperatura de almacenamiento | -40 | +125 | °C |

*Tabla 1*

| Símbolo | Parámetro | Mín. | Máx. | Unidad |
|---|---|---|---|---|
| Vcc | Tensión de alimentación recomendada | 6,5 | 14 | V |
| VI | Tensión de la señal de entrada | 200 | 300 | mV |

*Tabla 2*

| Símbolo | Parámetro | Condiciones | Mín. | Típ | Máx. | Unidad |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Icco | Corriente de polarización | | | 22 | 28 | mA |
| Sep | Separación de canales | | | 40 | 50 | dB |
| mono THD | Distorsión monoaural | mono = 300mV | | 0.05 | 0.2 | % |
| ST THD | Distorsión stereo | la misma | | 0.05 | 0.2 | % |
| VL | Nivel de tensión lámpara accionada | L+R = 90% piloto = 10% | 50 | 85 | 130 | mV |
| HY | Histéresis | | | 3 | 6 | dB |
| CR | Banda de captura | Piloto = 30mV | | ±3 | | % |
| Vo | Nivel de la señal de salida | sub | 150 | 215 | 300 | mV |
| S/N | Relación S/N (señal/ruido | Rg = 20kΩ<br>)Rg = 10kΩ | 68<br>65 | 74<br>78 | | dB<br>dB |
| ri | Resistencia de entrada (pin 3) | | | 20 | | kΩ |
| SCArej | Rechazo SCA | | | 80 | | dB |
| Vi | Tensión de entrada permitida | THD=1% Rg = 20kΩ<br>THD=1% Rg=10kΩ | 700 | | 900<br>450 | mV<br>mV |
| Att SNC | Atenuación SNC de salida | V8=0,6V, L - R = 90% piloto = 10% | -8.5 | -3.0 | -0.3 | dB |
| Vo sub | Tensión SNC de salida | V8 = 0,1V, L-R = 90%, piloto = 10% | | | 5 | mV |
| Att HCC(1) | Atenuación HCC de salida | V7=0,6V L+R = 90% piloto = 10% | -15.0 | -6.0 | -0.5 | dB |
| Att HCC(2) | | V7 = 1V, L+R = 90% piloto = 10% | -2.0 | | 0 | dB |
| Rr | Rechazo de ripple de la fuente | | | 35 | | dB |
| VCO stop | Tensión de parada del VCO | | | 7.3 | | V |
| CH Ba | Balance de los canales | | | 0.5 | 1.5 | dB |
| CLp | Cancelación del piloto | | 20 | 27 | | dB |

*Tabla 3*

Así, en la medida que la señal se va volviendo débil en la relación mono, el audio va sufriendo un corte gradual en las altas frecuencias con el fin de minimizar el deterioro de la calidad del sonido.

Finalmente, tenemos el bloque de cancelación de la señal piloto de 19kHz. Esta señal, utilizada en la demodulación de la componente L-R es indeseable a la salida stereo decodificada.

Los circuitos convencionales de decodificación de FM stero no suprimen totalmente esta señal.

Normalmente, el problema se atenúa con la inclusión de un filtro pasa-bajos en las salidas de los canales izquierdo y derecho.

Como la señal es de 19kHz y la banda de audio a usarse llega hasta 15kHz, para ser eficiente el filtro debe tener un corte muy agudo y no afectar los agudos de la componente de audio.

En este circuito integrado se empleó una técnica de cancelación de la señal piloto que consiste en generar una onda cuya frecuencia fundamental sea sincrónica con el tono piloto, pero con un desfasaje de 180°. Si sumamos esta señal al piloto, el resultado es la cancelación, restando sólo armónicas que son muy fáciles de filtrar, no exigiendo filtros de acción tan aguda, dado su frecuencia mucho más elevada que el límite superior de la banda de audio.

Este circuito necesita un ajuste externo hecho en el trimpot para la captación de la señal piloto y su utilización ya fue ilustrada en la primera parte de este artículo.

## Características del SDA3373

El SDA3373 se proporciona en cubierta DIP de 16 pins y su circuito de prueba puede verse en la figura 7.

Las funciones que reúne este integrado son:

- Cancelador de piloto (según el nivel de señal).
- Controlador de ruido stereo (función SNC).
- Controlador de corte de altas frecuencias (función Hcc).
- Selección automática entre stereo y mono, según el nivel de señal.

Máximos absolutos (Ta = 25°C) (Tabla 1)

Condiciones de operación recomendadas (Ta = 25°C) (Tabla 2)

Características de operación (TA = 25°C, Vcc = 10V, Vi = 300mV, f = 1kHz, L + R = 90%, Pilot = 10%, especificaciones de prueba) (Tabla 3)

En la figura 8 vemos la cubierta de este integrado con sus dimensiones para el proyecto. ✪

**"SABER ELECTRONICA"**

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmulas de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista.
Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

**Nº 240 - REV. Nº 80**

| *Componentes: DIODOS* | **1N5400/04** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

Diodos de uso general para corrientes de hasta 3A.

**Características:**

| | **1N5400** | **1N5401** | **1N5402** | **1N5404** | |
|---|---|---|---|---|---|
| **VRRM** | 50 | 100 | 200 | 400 | V |
| **Corriente (max.)** | 3 | 3 | 3 | 3 | A |
| **$I_{FSM}$** | 200 | 200 | 200 | 200 | A |

**Nº 241 - REV. Nº 80**

| *Componentes: TRANSISTORES* | **2SC1346/2SC3400** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

Transistores de conmutación (con resistor incorporado) en cápsula 2033 - Sanyo -.
(par complementario: 2SC1346 (NPN) y 2SC3400 (PNP) ).

**Características:**

**VCBO** ..... 50V
**VCEO** ..... 50V
**VEBO** ..... 10V
**IC** ..... 100mA
**Pt** ..... 300mW
**hFE** ..... 50 (min.)
**fT** ..... 250MHz (200MHZ para el PNP)

**Nº 242 - REV. Nº 80**

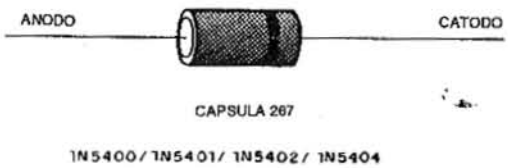
| *Componentes: INT. LINEALES* | **TCL555** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

Timer lineal CMOS para operaciones hasta 2MHz - equivalente al 555.

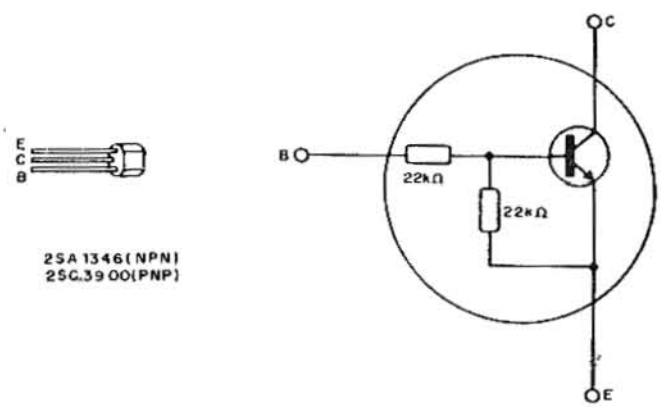
**Características:**

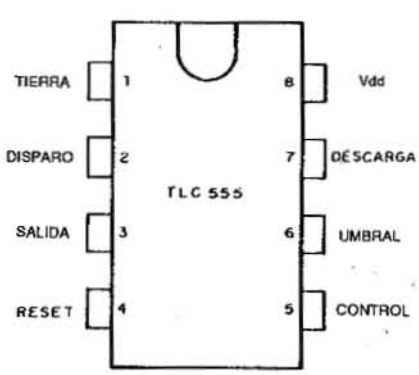
Impedancia de entrada ..... $10^{12}\Omega$
Banda de tensiones de alimentación ..... 2 a 18V
Consumo ..... 1mW (tip.) a 5V
Frecuencia máx. como astable ..... 2,1MHz
Sensibilidad a la tensión de alimentación ..... 0,1%
Disipación ..... 600mW
Corriente máx. drenada ..... 100mA
Corriente máx. de salida ..... 10mA

| Componentes: DIODOS | 1N5400/04 | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|




| Componentes: TRANSISTORES | 2SC1346/2SC3400 | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|




| Componentes: INT. LINEARES | TCL555 | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|